

中華民國經濟部智慧財產局

INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE
MINISTRY OF ECONOMIC AFFAIRS
REPUBLIC OF CHINA

茲證明所附文件，係本局存檔中原申請案的副本，正確無訛，
其申請資料如下：

This is to certify that annexed is a true copy from the records of this
office of the application as originally filed which is identified hereunder:

申請日：西元 2003 年 01 月 24 日
Application Date

申請案號：092101624
Application No.

申請人：財團法人工業技術研究院
Applicant(s)

局長
Director General

蔡練生

發文日期：西元 2003 年 3 月 20 日
Issue Date

發文字號：09220276270
Serial No.

發明專利說明書

(填寫本書件時請先行詳閱申請書後之申請須知，作※記號部分請勿填寫)

※申請案號：_____ ※IPC分類：_____

※申請日期：_____

壹、發明名稱

(中文) 保護及傳送多載波通訊系統中降低峰均值功率比所需之側訊息的系統與方法

(英文) System and Method of Protecting and Transmitting Side Information for Multicarrier Communication Systems with Reduced Peak-to-Average Power Ratio

貳、發明人(共 4 人)

發明人 1 (如發明人超過一人，請填說明書發明人續頁)

姓名：(中文) 馮治軍

(英文) Chih-Chun Feng

住居所地址：(中文) 雲林縣北港鎮新街里太平路 54 巷 7 號

(英文) No.7, Lane 57, Taiping Rd., Beigang Jen, Yunlin, Taiwan, R.O.C.

國籍：(中文) 中華民國

(英文) R.O.C.

參、申請人(共 1 人)

申請人 1 (如發明人超過一人，請填說明書申請人續頁)

姓名或名稱：(中文) 財團法人工業技術研究院

(英文) Industrial Technology Research Institute

住居所或營業所地址：(中文) 新竹縣竹東鎮中興路四段 195 號

(英文) 195, Sec. 4, Chung Hsing Road, Chutung, Hsinchu.

Taiwan 31040

國籍：(中文) 中華民國

(英文) R.O.C.

代表人：(中文) 翁政義

(英文) Cheng-I Weng

發明人 2

姓名：(中文) 洪永華

(英文) Yung-Hua Hung

住居所地址：(中文) 新竹市明湖路 486 巷 124 號

(英文) No.124, Lane 486, Minghu Rd., Hsinchu City, Taiwan, R.O.C.

國籍：(中文) 中華民國

(英文) R.O.C.

發明人 3

姓名：(中文) 王志耀

(英文) Chih-Yaw Wang

住居所地址：(中文) 彰化縣花壇鄉中正路 337 號

(英文) No.337, Jungjeng Rd., Huatan Shiang, Changhua, Taiwan, R.O.C.

國籍：(中文) 中華民國

(英文) R.O.C.

發明人 4

姓名：(中文) 林俊佑

(英文) Chun-Yu Lin

住居所地址：(中文) 台北縣新店市玫瑰路 51 巷 2-1 號 6 樓

(英文) 6F., NO.2-1, Lane 51, Meigwei Rd., Shindian City, Taipei, Taiwan, R.O.C.

國籍：(中文) 中華民國

(英文) R.O.C.

發明人 5

姓名：(中文)

(英文)

住居所地址：(中文)

(英文)

國籍：(中文)

(英文)

發明人 6

姓名：(中文)

(英文)

住居所地址：(中文)

(英文)

肆、中文發明摘要

在一多載波通訊系統中，相關於降低峰均值功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)之參數係受到前向錯誤校正碼(Forward Error Correction, FEC)所保護及藉由數個保留的次載波所傳送。根據本發明之側訊息保護及傳送系統與方法，該受保護的側訊息之調變係與資料調變獨立處理，且用於降低峰均值功率比(PAPR)之相關參數係自資料調變信號或資料附加側訊息調變信號之一所獲得。

伍、英文發明摘要

In a multicarrier communication system, parameters related to peak-to-average power ratio (PAPR) are protected by forward error correction (FEC) and transmitted through a plurality of reserved subcarriers. According to the system and method of the present invention for protecting and transmitting the side information, the modulation of the protected side information is separately proceeded with data modulation, and the related parameters for PAPR reduction are derived from either the data modulated signal or the data plus side information modulated signal.

陸、(一)、本案指定代表圖爲：第 三 圖

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

串/並轉換	10
並/串轉換	30
OFDM 調變器	100
PAPR 降低參數決定裝置	200
側訊息編碼與調變裝置	300
加法器	400

柒、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

無

捌、聲明事項

無

玖、發明說明

(發明說明應敘明：發明所屬之技術領域、先前技術、內容、實施方式及圖式簡單說明)

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關於一種通訊系統與方法，特別是指，本發明是一種包含離散多音頻轉換(Discrete Multitone, DMT)及正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)的多載波通訊系統，更進一步地，本發明包含一種降低該多載波通訊系統的峰均值功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)所需之側訊息的保護及傳送方法。

【先前技術】

依先前技術，包含最常使用的離散多音頻轉換(DMT)及正交分頻多工(OFDM)之多載波通訊系統在高速通訊應用中吸引了廣大的注意，這些高速通訊應用諸如：數位用戶迴路(Digital Subscriber Line, DSL)、地面數位廣播(digital terrestrial broadcasting)、無線區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)、無線大都會網路(Wireless Metropolitan Area Network, WMAN)、專用短距通信 (Dedicated Short Range Communication, DSRC)系統及電源線通訊(power line communication)等等。它們亦可望成為下一世代行動通訊的主流。多載波通訊系統之優點來自於將一高速資料流分隔成為多重平行的部分資料流，而這些多重平行的部分資料流係藉由個別次載波來傳送。因此，每一部分資料流係以較低之速率傳輸，相對地並有對抗多路徑通道效應之能力較強。

請參閱圖一，係顯示一習知多載波通訊系統有關 OFDM 傳送器之系統方塊圖。在一 OFDM 傳送器中，資料來源於一 OFDM 符元(symbol)週期內所產生的序列資料 $X[k]$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ ，經串/並(S/P)轉換 10 後，藉由 N 點反快速傅立葉轉換(N -point Inverse Fast Fourier Transform, N -IFFT) 20，再經並/串(P/S)轉換 30 成為以下的離散時間

序列：

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] W_N^{kn}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中

$$W_N \equiv e^{j2\pi/N} \quad (2)$$

為轉動因子(twiddle factor)。由式(1)獲得的離散時間序列 $x[n]$ 接著經過循環前置插入 40 (cyclic prefix insertion) 後，進行數位/類比轉換 50 獲得一類比信號 $x(t)$ 。而該產生的類比信號 $x(t)$ 再被傳送到 RF 前端以進一步處理，包含 IQ 調變(IQ modulation)、升頻(up conversion)及功率放大(power amplification)等。該類比信號 $x(t)$ 之 PAPR 值係比對應的離散時間信號 $x[n]$ 之 PAPR 值高約數個 dB，因此一般都以 $x[n/R]$ 之 PAPR 值來近似；在此 $x[n/R]$ 表示由 $x[n]$ 之 R 倍超取樣(oversampling)所取得之序列。由 $x[n/R]$ 所得 $x(t)$ 之近似 PAPR 值為

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq n \leq RN-1} |x[n/R]|^2}{E\{|x[n/R]|^2\}} \quad (3)$$

其中 $E\{\cdot\}$ 表示期望值的運算。一般在 $R \geq 4$ 時，該近似值係相當準確。

然而，此類習知多載波通訊系統的主要缺點之一為調變信號 $x(t)$ 的 PAPR 值過高。當高 PAPR 值的調變信號 $x(t)$ 經過 RF 前端時，此信號會因為一般 RF 功率放大器的非線性特性而受到失真，該非線性特性不僅會造成頻帶內(in-band)信號失真而導致誤碼率(Bit Error Rate, BER)升高，而且會引起該頻帶外能量散逸(out-of-band radiation)(或稱為頻譜再生)而導致相鄰的頻道干擾及違反政府頻譜規定。此問題常見的解決方法係簡單的使用具有較大線性範圍之功率放大器，但會導致功率使用效能降低、較高的功率消耗量及較高的製造成本等不良效應。此問題也可藉由使用 PAPR 降低方法來解決，其中

一類方法為區塊編碼(block coding)方法，該區塊編碼方法係試著找出編碼規則，以便於所有編碼後之字碼皆造成調變信號對應相當低的 PAPR 值(一般為 3dB)。然而，過多額外所需的重複性資料與高度的編碼/解碼複雜性使得該方法只適用於調變星象(constellation)較小以及次載波數量較少之情況。

另一類的 PAPR 降低方法，係截掉(clip)超過某一特定位準的調變信號振幅，同時儘可能濾除因截掉動作所造成的頻譜再生之效應。儘管如此，頻繁的截掉動作會導致嚴重的 BER 效能降低，且不適當的濾波會導致調變信號的峰值再生之影響。在其他方面，尚有一類 PAPR 降低方法係試著藉由改變資料流 $X[k]$ 之相位、振幅或其他特性來降低所造成的調變信號之 PAPR 值。這類方法包含部分傳輸序列(Partial Transmit Sequence, PTS)、選擇性對應(Selective Mapping, SLM)、音頻保留(Tone Reservation, TR)、音頻注入(Tone Injection, TI)及脈衝重疊(pulse superposition)等方法，而在這些方法中，部分傳輸序列(PTS)方法在實施複雜度與 PAPR 降低性能上最具有吸引力。

對於某些 PAPR 降低方法，如 PTS、SLM 及脈衝重疊方法等，其對應的接收器尚需知道傳送端在降低 PAPR 時期對資料流所做的更動(例如：更改相位特性)，此資料流更動的訊息稱為側訊息(side information)，係接收器用以校正恢復原始資料流。因此，傳輸該側訊息之可靠性對整體系統性能是極為重要的。

請參閱圖二，係顯示美國發明專利第 6,125,103 號中揭露一種使用 PTS 方法的 OFDM 傳送器之方塊圖。首先將長度 N 之輸入資料區塊 $\mathbf{X} = [X[0], X[1], \dots, X[N-1]]^T$ 劃分為 L 個分離的子區塊(或組)，表示為 $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_L$ ，在此標於右上角的^T表示向量轉置。該劃分方式可以為交錯(interleaved)、鄰接(adjacent)、不規則(irregular)等方式。該 L 個分離的子區塊接著被相位旋轉且相加在一起以形成下列信號：

$$\tilde{\mathbf{X}} = \sum_{l=1}^L b_l \mathbf{X}_l \quad (4)$$

或，等效的表示為

$$\tilde{X}[k] = \sum_{l=1}^L b_l X_l[k], \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

在此 b_l 係用於第 l 個子區塊 X_l ($l \in \{1, 2, \dots, L\}$) 之相位旋轉參數(註： $|b_l| = 1$)。式(5)經 N -IFFT 20 產生

$$\tilde{x}[n] = \sum_{l=1}^L b_l x_l[n], \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

在此 $x_l[n]$ 表示對 $X_l[k]$ 作 N -IFFT 20 運算。PTS 方法之目標係經由相位最佳化 60 尋找最理想的相位組合序列 $\{b_1, b_2, \dots, b_L\}$ ，使得 $\tilde{x}[n]$ (並串轉換 30 之輸出信號)所對應的類比信號之 PAPR 值為最小。基於運算量之考量， b_l 之相位實際上大多是從有限的離散值集合 $\{2\pi m/M, m = 0, 1, \dots, M-1\}$ 挑選其中之一，且在不損失任何 PAPR 降低效能的條件下， b_1 可固定為 $b_1 = 1$ 。如此，找出最佳的相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 需要執行式(3)共 $M^{(L-1)}$ 次，意指著當 L 及 M 很大時，對於 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 之最佳搜尋係幾乎不可行的。為此，一些低複雜的次佳搜尋方法揭示了從 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 的所有可能組合之較小子集中選出 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 的方式。顯然地，這些次佳搜尋方法會使得 PAPR 降低效能稍微減低。

【發明內容】

於先前技術中，相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 被當作側訊息來傳送給對應的接收器，以便接收器校正恢復原始資料流 $X[k]$ ，其中側訊息係藉由一些保留的次載波來傳送，但卻未對該側訊息加以保護。

因此，本發明係提供一種低複雜性、低延遲的方法，藉由一些保留次載波傳輸側訊息並同時保護側訊息。此方法可以應用於任何調變星座的資料及任何次載波數目之多載波通訊系統，同時將無損或僅稍微減低 PAPR 降低效能。

本發明的目的係提供一種在多載波通訊系統中能可靠地傳輸並保護側訊息的方法，而該側訊息係有關於資料流在峰均值功率比

(PAPR)的降低時所作之更動。該側訊息係藉由前向錯誤更正碼(Forward Error Correction, FEC)來保護，且藉由數個保留的次載波來傳輸。位於保留的次載波之上，該受保護的側訊息之調變係個別執行而不再執行已做過的資料調變。

根據本發明的實施例，用於降低資料調變信號的 PAPR 的相關參數之決定，係依據該資料調變信號之 PAPR 值(PAPR 降低效能會稍微減低)或資料附加側訊息調變信號之 PAPR 值(無損任何 PAPR 降低效能)所獲得。因此，本發明的系統與方法可達到大幅降低實施複雜度及記憶體大小之極佳優勢。

本發明保護及傳送多載波通訊系統中降低峰均值功率比所需之側訊息的系統與方法及其諸多優點暨特徵，將從下述詳細說明及所附參考圖式中得到進一步的瞭解。

【實施方式】

首先參考圖三所示，係根據本發明一種較佳實施例之 OFDM 傳送器方塊圖。一 OFDM 符元週期之內的序列資料 $X[k]$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ ，經串/並轉換 10 為並列資料 X ，該並列資料 X 由具有 PAPR 降低裝置 200 的 OFDM 調變器 100 處理資料調變，產生資料調變信號 \tilde{x}_0 。該 PAPR 降低參數決定裝置 200 係依據資料調變信號 \tilde{x}_0 來決定一組適當的 PAPR 降低參數，並將該組參數送至 OFDM 調變器 100，以調整產生 PAPR 較低之資料調變信號 \tilde{x}_0 。依據該新產生的資料調變信號 \tilde{x}_0 ，PAPR 降低參數決定裝置 200 可再決定出一組更適當的 PAPR 降低參數，再送至 OFDM 調變器 100 調整產生 PAPR 更低的資料調變信號 \tilde{x}_0 。如此，重複此步驟直到最佳的 PAPR 參數決定後，有關於該最佳的 PAPR 參數之訊息，也就是側訊息，將經由側訊息編碼與調變裝置 300 處理得到側訊息調變信號 \tilde{x}_s ，該側訊息調變信號 \tilde{x}_s 與資料調變信號 \tilde{x}_0 經由一加法器(或合成器) 400 產生一資料附加側訊息調變信號 \tilde{x} ，最後該資料附加側訊息調變信號 \tilde{x} 經並/串轉換 30 為離散時間序

列 $\tilde{x}[n]$ ；其中，為避免側訊息與資料互相影響，OFDM 調變器 100 已預先保留數個次載波來傳送該側訊息，而剩餘的次載波則作為資料傳輸用。根據本發明此一實施例所實現的系統與方法，所傳送的側訊息將獲得適當的保護，且側訊息調變與資料調變係個別執行，因此實現複雜度可大大降低，唯 PAPR 降低效能將因加入側訊息調變信號 \tilde{x}_s 而稍微減低。

請參考圖四，係顯示根據本發明另一種較佳實施例之 OFDM 傳送器方塊圖。如同上一較佳實施例，一 OFDM 符元週期之內的序列資料 $X[k]$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ ，經串/並轉換 10 為並列資料 X ，該並列資料 X 由具有 PAPR 降低裝置 200 的 OFDM 調變器 100 處理產生一資料調變信號 \tilde{x}_0 ，其中，該 OFDM 調變器 100 預先保留數個次載波的位置來傳輸側訊息。在本發明的此一實施例中，資料附加側訊息調變信號 \tilde{x} 的產生，係當 PAPR 降低裝置 200 在決定相位最佳化 60 之期間，由該 PAPR 降低參數決定裝置 200 將每次決定的 PAPR 降低參數輸出至 OFDM 調變器 100，產生一資料調變信號 \tilde{x}_0 ，同時該組 PAPR 降低參數的訊息(即側訊息)經由側訊息編碼與調變裝置 300 處理產生一側訊息調變信號 \tilde{x}_s ，而輸出的側訊息調變信號 \tilde{x}_s 再與資料調變信號 \tilde{x}_0 經由一加法器 400 產生資料附加側訊息調變信號 \tilde{x} ，最後將資料附加側訊息調變信號 \tilde{x} 經並/串轉換 30 為離散時間序列 $\tilde{x}[n]$ 。如此，所得的最佳之 PAPR 降低參數將真正反應在最終產生的離散時間序列 $\tilde{x}[n]$ 之 PAPR 值上，因此，根據本發明此一實施例所實現的系統與方法，將無損任何 PAPR 降低效能且傳輸的側訊息亦可獲得保護，唯實施運算量將稍微增加。

為了清楚及簡單的呈現，本發明系統與方法僅就 PTS 方法為範例來說明 PAPR 降低演算法的實施，而對熟習該項技術人士應可理解其他 PAPR 降低方法亦可被實施於本發明系統與方法中。

請參考圖五，係根據圖三所示實施例使用 PTS 方法的 OFDM 傳

送器，進一步顯示 OFDM 調變器 100、PAPR 降低參數決定裝置 200 與側訊息編碼與調變裝置 300 之實施方塊圖，其中 PAPR 降低參數決定裝置 200 決定相關的 PAPR 降低參數係依據該 OFDM 調變器 100 輸出的資料調變信號 \tilde{x}_0 之 PAPR 值來決定最佳的相位組合序列 $\{b_1, b_2, \dots, b_L\}$ 。如上所述，PTS 方法在搜尋最佳相位組合序列 $\{b_1, b_2, \dots, b_L\}$ 時， b_1 之相位係有限制的離散值集合 $\{2\pi m/M, m = 0, 1, \dots, M-1\}$ 之一，且 b_1 可固定為 1 而不損失任何 PAPR 降低效能。以下，將說明關於相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 作為側訊息係如何藉由 K 個保留次載波來傳輸與保護該側訊息。

為方便對相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 做編碼保護，首先將 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 轉換成以一對應的指標 i 來代表，其中 $i \in \{0, 1, \dots, I-1\}$ ，且 I 表示為該 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 之所有允許組合之數量。對最佳搜尋方法而言， $I = M^{(L-1)}$ ；對於次佳搜尋方法而言， I 可能少於 $M^{(L-1)}$ 。表一顯示以 $L = 4$ (四個子區塊) 及 $M = 2$ ($b_l \in \{\pm 1\}$) 之最佳搜尋方法 ($I = 2^3 = 8$) 的對應關係的範例，其中二進制位元 $\{0, 1\}$ 係分別對應至數值 $\{+1, -1\}$ 。依據此對應轉換，實施上述 PTS 方法的 PAPR 降低參數決定裝置 200 包含相位最佳化 60 及相位對應器 70，該相位最佳化 60 依據資料調變信號 \tilde{x}_0 決定一適當的指標 i ，而該相位對應器 70 則依據該指標 i 產生其對應的相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ ，以便 OFDM 調變器 100 調整產生新的資料調變信號 \tilde{x}_0 。如此，重複此步驟直到最佳(或次佳)的相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 找到為止，此時所對應的指標 i 另以指標 i_s 來表示以示區別。換言之，接收器若能得知指標 i_s 則相當於得知傳送器所選用的相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 。因此，保護相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 的工作便能藉由對指標 i_s 做前向錯誤校正(FEC)編碼來達成。此種保護方式的好處是側訊息的保護能力與 PTS 方法所使用的相位搜尋方式(最佳或次佳)無關。

表一 以 $L = 4$ 、 $M = 2$ 及 $I = 8$ 之最佳搜尋方法的範例對應表

指標				
i	二位元表示	b_2	b_3	b_4
0	000	1	1	1
1	001	1	1	-1
2	010	1	-1	1
3	011	1	-1	-1
4	100	-1	1	1
5	101	-1	1	-1
6	110	-1	-1	1
7	111	-1	-1	-1

如圖五所示，當相位最佳化 60 基於資料調變信號 \tilde{x}_D 之 PAPR 值決定最佳(或次佳)的指標 i_S 之後，該指標 i_S 將經由一側訊息編碼與調變裝置 300 產生一側訊息調變信號 \tilde{x}_S ，該側訊息編碼與調變裝置 300 採用 FEC 編碼來保護側訊息並個別地執行側訊息調變，所以該側訊息編碼與調變裝置 300 係包含一 FEC 編碼器 310，用以處理指標 i_S 的 FEC 編碼；以及一符號對應器 320 (symbol mapper)，將該指標 i_S 之編碼後的字碼字對應至 K 個符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_K\}$ 。該 K 個符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_K\}$ 再經由 N -IFFT 20 處理調變至頻率 $\{p_1, p_2, \dots, p_K\}$ 之 K 個保留次載波上，達到透過 K 個次載波來傳送及保護側訊息(指標 i_S)之目的。在本發明此一實施例中，側訊息相關的符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_K\}$ 之數目一般而言都很少，因此所需的 N -IFFT 20 調變處理可依不同頻率 $\{p_1, p_2, \dots, p_K\}$ 之配置，而由不同程度的簡化複雜度之部分 N -IFFT 330 取代，該簡化過程將在後面詳述。

接著參閱圖六，係根據圖五所示實施例的 OFDM 傳送器，顯示用於保留給側訊息之次載波分配之範例示意圖。OFDM 調變器 100 產生資料調變信號 \tilde{x}_D ，其為 $\tilde{X}_D[k]$ 的 N -IFFT 20 調變處理之結果，如下所示：

$$\tilde{X}_D[k] = \sum_{l=1}^L b_l X_l[k], \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

其中：

$$X_l[k] = 0, \text{ for } k = p_m, m = 1, 2, \dots, K \quad (8)$$

係保留以用於側訊息之傳送。在另一方面，側訊息編碼與調變裝置 300 則將符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_K\}$ 載於頻率 $\{p_1, p_2, \dots, p_K\}$ 之 K 個保留次載波上，產生側訊息調變信號 \tilde{x}_s ，其為 $\tilde{X}_s[k]$ 的 N -IFFT 20 調變處理之結果，如下所示：

$$\tilde{X}_s[k] = \begin{cases} d_m, & \text{for } k = p_m, m = 1, 2, \dots, K \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

最後經加法器 400 產生資料附加側訊息調變信號為

$$\tilde{x}[n] = \tilde{x}_D[n] + \tilde{x}_s[n], n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

其中， $\tilde{x}_D[n]$ 係對應於資料部分，而 $\tilde{x}_s[n]$ 係對應於側訊息部分。請同時配合參閱圖五與圖六，根據式(7)、(8)、(9)，將式(10)執行 N -IFFT 20 調變處理可獲得

$$\tilde{X}[k] = \tilde{X}_D[k] + \tilde{X}_s[k] = \begin{cases} d_m, & \text{if } k = p_m, m = 1, 2, \dots, K \\ \tilde{X}_D[k], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

將此資料附加側訊息調變信號 $\tilde{x}[n]$ 傳輸至該對應 OFDM 接收器，如圖七所示。該 OFDM 接收器將接收的序列資料 $y[n]$ ，經串/並轉換 10 後，依序藉由 N 點快速傅立葉轉換 (N -point Fast Fourier Transform, N -FFT) 550 與等化器 540 處理後，取出對應在頻率 $\{p_1, p_2, \dots, p_K\}$ 之 K 個保留次載波上的符號，由一側訊息解碼裝置 500 還原在 OFDM 傳送器端所選用的相位組合序列 $\{\hat{b}_2^*, \hat{b}_3^*, \dots, \hat{b}_L^*\}$ 。該側訊息解碼裝置 500 至少包含：一符號解對應器 510，用於將在 K 個保留次載波上取出的符號對應出其 FEC 編碼的字碼；一 FEC 解碼器 520，用於將符號解對應器 510 輸出的 FEC 編碼之字碼解碼出指標 i_s ；以及，一相位對應器 530，用於將解碼後的指標 i_s 對應出相位組合序列 $\{\hat{b}_2^*, \hat{b}_3^*, \dots, \hat{b}_L^*\}$ 。因此，OFDM 接收器依獲得的相位組合序列 $\{\hat{b}_2^*, \hat{b}_3^*, \dots, \hat{b}_L^*\}$ 運算以還原資料序列 $\hat{X}[k]$ 。

以下進一步說明如何運用轉動因子 W_N 之週期性特性，來簡化產生側訊息調變信號 $\tilde{x}_s[n]$ 所需的部分 N -IFFT 330 之運算複雜度。為清楚說明起見，假定資料 \mathbf{X} 分成四個子區塊 ($L=4$)，且側訊息編碼與調變裝置 300 以四個符號 $\{d_1, d_2, d_3, d_4\}$ ($K=4$) 經由頻率 $\{p_1, p_2, p_3, p_4\} = \{p_1, p_1+N/4, p_1+2N/4, p_1+3N/4\}$ 之四個次載波來傳輸，則信號 $\tilde{x}_s[n]$ 可表示為

$$\begin{aligned}\tilde{x}_s[n] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}_s[k] W_N^{kn} \\ &= W_N^{np_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^3 d_{m+1} W_4^{mn}, \quad n=0, 1, \dots, N-1\end{aligned}\quad (12)$$

式(12)揭示了 $\tilde{X}_s[k]$ 之 N -IFFT 20 計算式可輕易的藉由一 4-IFFT 處理方塊緊接著 $(N-1)$ 個乘法器 (係有關於 $W_N^{np_1}$ 之計算) 來實施，如圖八(a)所示。當 $p_1 = N/8$ 時，圖八(a)的實施可更進一步簡化為圖八(b)的實施，換言之，圖八(b)的實施只需要一 4-IFFT 處理方塊及四個乘法器，而當 $p_1 = 0$ 時只需要一 4-IFFT 處理方塊的實施。因此，原本產生 $\tilde{x}_s[n]$ 的 N -IFFT 20 處理需要 $N \log_2 N$ 個加法運算與 $(N/2) \log_2 N$ 個乘法運算，然而對於部分 N -IFFT 330 處理的簡化實施在某任意頻率 p_1 、 $p_1 = N/8$ 及 $p_1 = 0$ 時只需要 8 個加法運算以及分別對應的 $(N+3)$ 、8 及零個乘法運算。另一方面，側訊息調變信號 $\tilde{x}_s[n]$ 與某一指標 i 之關係總是固定的，這意味著信號 $\tilde{x}_s[n]$ 可藉由一對應表(mapping table)的查詢而產生，該對應表對於所有可能的指標 $i \in \{0, 1, \dots, I-1\}$ 可事先建構起來，並且儲存於儲存裝置，例如唯讀記憶體(ROM)。同樣的，對應表之大小(或所需儲存裝置之容量)能藉由前述轉動因子 W_N 之週期性特性而得以化簡，如對於 $p_1 = N/8$ 之情形在圖八(c)中所示的範例。

再次參考圖五所示的實施例，其中相位最佳化 60 決定指標 i 係基於資料調變信號 $\tilde{x}_d[n]$ 之 PAPR 值所獲得，並在最佳(或次佳)的指標 i_s 決定之後才將該指標 i_s 作為側訊息，這意味依式(10)將側訊息調變信號 $\tilde{x}_s[n]$ 加諸於資料調變信號 $\tilde{x}_d[n]$ 上可能導致資料附加側訊息調變

信號 $\tilde{x}[n]$ 之 PAPR 值增加，即資料附加側訊息調變信號 $\tilde{x}[n]$ 之 PAPR 值可能會比資料調變信號 $\tilde{x}_D[n]$ 之 PAPR 值稍高。由式(10)可知，如果該側訊息調變信號 $\tilde{x}_S[n]$ 的總能量係遠小於資料調變信號 $\tilde{x}_D[n]$ 的總能量，則對於 PAPR 降低效能之影響係可忽略。然而，為了達到完全無損 PAPR 降低效能之目的，本發明另一種較佳實施例之 OFDM 傳送器方塊圖係顯示於圖九。圖九係根據圖四所示實施例使用 PTS 方法的 OFDM 傳送器，進一步表示 PAPR 降低參數決定裝置 200 以及側訊息編碼與調變裝置 300 之實施方塊圖，其中 PAPR 降低裝置 200 在決定相位最佳化 60 之期間，係基於資料附加側訊息調變信號 $\tilde{x}[n]$ 之 PAPR 值而獲得指標 i_s ，以取得對於該資料附加側訊息調變信號 $\tilde{x}[n]$ 之相位最佳化 60 結果，使得將符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_K\}$ 載於 K 個保留的次載波上係無損任何 PAPR 降低效能。然而，在決定相位最佳化 60 之期間，每一次決定的指標 $i \in \{0, 1, \dots, I-1\}$ 皆需要產生對應的側訊息調變信號 $\tilde{x}_S[n]$ ，因此，圖九所示的實施例比圖五所示的實施例需要更多的計算量。

另外，為了更進一步簡化圖五所示實施例的複雜度，本發明提供其他替代方案。首先本發明將側訊息相關之符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_K\}$ 劃分為兩組符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_{\tilde{K}}\}$ 及 $\{d_{\tilde{K}+1}, d_{\tilde{K}+2}, \dots, d_K\}$ ，係分別藉由頻率 $\{p_1, p_2, \dots, p_{\tilde{K}}\}$ 及 $\{q_2, q_3, \dots, q_L\}$ 之 K 個次載波來傳送，其中 $K = \tilde{K} + (L-1)$ ；並且令後組符號 $\{d_{\tilde{K}+1}, d_{\tilde{K}+2}, \dots, d_K\}$ 等於相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 。

請參閱圖十，係根據圖三所示實施例使用 PTS 方法的 OFDM 傳送器，進一步顯示相位對應器 70 與側訊息編碼與調變裝置 300 之另一實施方塊圖，其中該相位對應器 70 包含一 FEC 編碼器(標示為 FEC 編碼器 1 72)以及一 M-ary PSK 對應器 71 來實施，該 M-ary PSK 對應器 71 緊接於該 FEC 編碼器 1 72。對於最佳搜尋方法，該 FEC 編碼器 1 72 係不存在，而該 M-ary PSK 對應器 71 則如表一所示，其中二進制位元 $\{0, 1\}$ 係分別對應至 BPSK 符號 $\{+1, -1\}$ 。對於次佳搜尋方法，

表二顯示以 $L = 4$ 與 $M = 4$ ($b_l \in \{\pm 1, \pm j\}$) 之相位對應關係的範例，其中該次佳相位組合序列 $\{b_2, b_3, b_4\}$ 係從全部 64 種相位組合序列之中僅選擇 $I (= 8)$ 種相位組合序列。表二中之指標 i 係經由一 (6,3) 線性區塊碼 (linear block code，即該 FEC 編碼器 172) 編碼，其產生矩陣如下表示：

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

而且在字碼中兩位數的二進制位元 $\{00, 01, 11, 10\}$ 係分別對應到 QPSK 符號 $\{1, j, -1, -j\}$ 。因此，如圖十所示，指標 i 係藉由該 FEC 編碼器 172 做第一級的編碼，且所產生的字碼再經 M-ary PSK 對應器 71 對應至相位組合序列 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 。另外，在決定最佳(或次佳)的指標後，該指標 i_s 經由 FEC 編碼器 172 產生的第一級編碼之字碼係進一步提供給側訊息編碼與調變裝置 300，該側訊息編碼與調變裝置 300 則包含一校對位元產生器 315，用以對第一級編碼的字碼做第二級編碼；以及一符號對應器 320 (symbol mapper)，將該校對位元產生器 315 所產生的第二級編碼之字碼對應至符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_{\bar{K}}\}$ ，並且依該對應符號的頻率 $\{q_2, q_3, \dots, q_L\}$ 執行部分 N-IFFT 330 調變處理，達到將保護的側訊息經由所分配的保留次載波來傳送之目的。因此，在此一實施例中，指標 i_s 分別經由兩組符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_{\bar{K}}\}$ 及 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 來傳送。

表二 以 $L = 4$ 、 $M = 2$ 及 $I = 8$ 之次佳搜尋方法的範例對應表

指標		字碼			b_2 b_3 b_4		
i	二位元表示						
0	000	00	00	00	1	1	1
1	001	11	00	01	-1	1	j

2	010	10	10	10	-j	-j	-j
3	011	01	10	11	j	-j	-1
4	100	01	11	00	j	-1	1
5	101	10	11	01	-j	-1	j
6	110	11	01	10	-1	j	-j
7	111	00	01	11	1	j	-1

請配合圖十一，該圖十一為保留給側訊息之次載波分配之另一範例示意圖。資料調變信號 $\tilde{x}_D[n]$ 之 N -FFT $\tilde{X}_D[k]$ 如式(7)所示，其中令

$$X_l[k] = \begin{cases} 0, & \text{for } k = p_m, m = 1, 2, \dots, \tilde{K} \\ \sqrt{P_b}, & \text{for } k = q_l, l = 2, 3, \dots, L \end{cases} \quad (14)$$

並且令側訊息調變信號 $\tilde{x}_S[n]$ 之 N -FFT 為

$$\tilde{X}_S[k] = \begin{cases} d_m, & \text{for } k = p_m, m = 1, 2, \dots, \tilde{K} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

其中，進一步假設頻率 q_l 係屬於該第 l 個子區塊之頻率範圍，且 P_b 係為用以傳送 b_l 之能量。因此，由式(7)、(10)、(14)及(15)可推得

$$\tilde{X}[k] = \tilde{X}_D[k] + \tilde{X}_S[k] = \begin{cases} d_m, & \text{for } k = p_m, m = 1, 2, \dots, \tilde{K} \\ \sqrt{P_b} \cdot b_l, & \text{for } k = q_l, l = 2, 3, \dots, L \\ \tilde{X}_D[k], & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

此揭露該兩組之符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_{\tilde{K}}\}$ 及 $\{\sqrt{P_b}b_2, \sqrt{P_b}b_3, \dots, \sqrt{P_b}b_L\}$ 係分別載於頻率 $\{p_1, p_2, \dots, p_{\tilde{K}}\}$ 及 $\{q_2, q_3, \dots, q_L\}$ 之 K 個保留的次載波上。因為 $\tilde{K} < K$ ，所以在計算側訊息調變信號 $\tilde{X}_S[k]$ 之部份 N -IFFT 330 處理，圖十所示的實施例將比圖五所示的實施例具有較低複雜性之效益，且降低 PAPR 值之效能損失也較輕微。

同樣地，為了簡化圖九所示實施例的複雜度，本發明進一步提供其他替代方案，如圖十二所示，係根據圖四所示實施例使用 PTS 方法的 OFDM 傳送器，進一步表示相位對應器 70 以及側訊息編碼與調變裝置 300 之另一實施方塊圖，其中相位最佳化 60 在決定期間，係基

於資料附加側訊息調變信號 $\tilde{x}[n]$ 之 PAPR 值而決定指標 i ，且該相位對應器 70 包含一 FEC 編碼器(標示為 FEC 編碼器 172)以及一 M-ary PSK 對應器 71 來實施，該 M-ary PSK 對應器 71 緊接於該 FEC 編碼器 172，而該側訊息編碼與調變裝置 300 包含一校對位元產生器 315，用以處理 FEC 編碼器 172 輸出的編碼；以及一符號對應器 320 (symbol mapper)，將該校對位元產生器 315 所編碼的字碼對應至符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_{\tilde{K}}\}$ ，並且依該對應符號的頻率 $\{q_2, q_3, \dots, q_L\}$ 執行部分 N -IFFT 330 處理，將保護的側訊息經由所分配的保留次載波來傳送。在圖十二所示的實施例中，指標 i 產生兩組符號 $\{d_1, d_2, \dots, d_{\tilde{K}}\}$ 及 $\{b_2, b_3, \dots, b_L\}$ 的運算係如同圖十所示的實施例，而對應的接收器亦如同圖七所示。

以下進一步提供根據本發明所實施的系統與方法經電腦模擬所獲得之功效。在本發明的電腦模擬中，該資料 $X[k]$ 係假設是機率相等且變異數(variance)為 1 的 16-QAM 符號。在此 PTS 方法使用鄰接方式分成四個子區塊($L = 4$)，且 $M = 2$ ($b_l \in \{\pm 1\}$)，採用最佳搜尋方法。根據本發明圖十與圖十二所示的實施例，FEC 編碼器 172 在此情況下並不存在，而 M-ary PSK 對應器 71 則採用與表一相同的對應方法，用以產生指標 i 的三個二進制位元對應的符號 $\{b_2, b_3, b_4\}$ ，而校對位元產生器 315 則藉由式(13)之(6,3)線性區塊碼將代表指標 i 的三個二進制位元編碼成三個校對位元，並對應到三個 BPSK 符號 $\{d_1, d_2, d_3\}$ (i.e., $\tilde{K} = 3$)。該兩組符號 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 及 $\{b_2, b_3, b_4\}$ ($\sqrt{P_b} = 1$) 則分別藉由頻率 $\{p_1, p_2, p_3\} = \{N/8, 3N/8, 5N/8\}$ 及 $\{q_2, q_3, q_4\} = \{2N/8, 4N/8, 6N/8\}$ 之六個次載波來傳送。該 PAPR 降低效能係基於 $\tilde{x}[n]$ (使用式(3))的四倍超取樣及 10^5 個 Monte Carlo Runs 來評估。

圖十三(a)及圖十三(b)係分別顯示由 128 個及 1024 個次載波的 OFDM 傳送器所得的 PAPR 之互補累積分佈函數(complementary cumulative distribution function, CCDF) $Pr\{PAPR > PAPR_0\}$ 。在圖十三中，由“ORIGINAL”所標記之線為沒有採用任何 PAPR 降低方法

所獲得的結果，而由“PTS”所標示的線係為使用最佳搜尋的 PTS 方法且沒有次載波保留用於側訊息傳送所獲得的結果。由圖十三(a) ($N = 128$)，可觀察圖十所示實施例展示在 PAPR 降低中有些許的效能損失，然而圖十二所示實施例則進一步改善了 PAPR 降低效能。然而，對於 $N = 1024$ 的圖十三(b)中這些效能的差異較不明顯。

另一方面， $\{b_2, b_3, b_4\}$ 之偵測效能係藉由該產生信號 $\tilde{x}[n]$ ($N = 1024$)經過頻率平坦通道及經過二個路徑的頻率選擇通道來評估，該頻率選擇通道的脈衝響應為 $h[n] = \delta[n] + 0.5\delta[n-5]$ 。該接收信號假設參雜了可加性白高斯雜訊(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。圖十四(a)及圖十四(b)分別顯示對於頻率平坦通道及頻率選擇通道之側訊息字元 $\{b_2, b_3, b_4\}$ (標示“CODED”之線)的字元錯誤率(Word Error Rate, WER)。為比較起見，僅使用 $\{b_2, b_3, b_4\}$ 於側訊息傳送(經由頻率 $\{q_2, q_3, q_4\}$ 之次載波)所獲得的結果亦繪製於圖中(標示為“UNCODED”之線)。從圖十四(a)及圖十四(b)中可見，在 $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$ 時，該編碼方式對於頻率平坦通道可提供 WER 效能約一個數量級的改進，而對於頻率選擇通道係提供約五倍的改進。這些實驗結果驗證本發明之功效。

在詳細說明本發明的較佳實施例之後，熟悉該項技術人士可清楚的瞭解，在不脫離下述申請專利範圍與精神下可進行各種變化與改變，而本發明亦不受限於說明書之實施例的實施方式，對熟習該項技術人士應可理解其他 PAPR 降低方法亦可被實施於本發明系統與方法中。

【圖式之簡單說明】

圖一為一般 OFDM 傳送器(基頻部分)之簡要方塊圖。

圖二為 OFDM 傳送器使用 PTS 方法之方塊圖。

圖三為根據本發明一種較佳實施例之 OFDM 傳送器方塊圖。

圖四為根據本發明另一種較佳實施例之 OFDM 傳送器方塊圖。

圖五為根據圖三所示實施例的 OFDM 傳送器，進一步表示多載波調變器、PAPR 降低參數決定裝置與側訊息編碼與調變裝置之實施方塊圖。

圖六為根據圖三所示實施例的 OFDM 傳送器，用於保留給側訊息之次載波分配之範例示意圖。

圖七為根據本發明較佳實施例之 OFDM 接收器方塊圖。

圖八(a)、圖八(b)及圖八(c)為(a)某任意頻率 p_1 及(b)頻率 $p_1 = N/8$ 時之部分 N -IFFT 的運算方式示意圖，及(c)頻率 $p_1 = N/8$ 時產生一週期信號 $\tilde{x}_s[n]$ 的查詢對應表之建構範例示意圖。

圖九為根據圖四所示實施例的 OFDM 傳送器，進一步表示 PAPR 降低參數決定裝置與側訊息編碼與調變裝置之實施方塊圖。

圖十為根據圖三所示實施例的 OFDM 傳送器，進一步表示 PAPR 降低參數決定裝置與側訊息編碼與調變裝置之另一實施方塊圖。

圖十一為根據圖十所示實施例的 OFDM 傳送器，用於保留給側訊息之次載波分配之範例示意圖。

圖十二為根據圖四所示實施例的 OFDM 傳送器，進一步表示 PAPR 降低參數決定裝置與側訊息編碼與調變裝置之另一實施方塊圖。

圖十三(a)及圖十三(b)為根據圖十與圖十二所示的實施例，分別由 128 個及 1024 個次載波的 OFDM 傳送器所得的 PAPR 之互補累積分佈函數(complementary cumulative distribution function, CCDF)， $Pr\{PAPR > PAPR_0\}$ 。

圖十四(a)及圖十四(b)為根據圖十與圖十二所示的實施例，分別顯示對應頻率平坦通道及頻率選擇通道之側訊息字元 $\{b_2, b_3, b_4\}$ 的字元錯誤率(Word Error Rate, WER)。

[主要元件符號對照說明]

串/並轉換	10
N-IFFT	20
並/串轉換	30
循環前置插入	40
數位/類比轉換	50
相位最佳化	60
相位對應器	70
M-ary PSK 對應器	71
FEC 編碼器 1	72
OFDM 調變器	100
PAPR 降低參數決定裝置	200
側訊息編碼與調變裝置	300
FEC 編碼器	310
校對位元產生器	315
符號對應器	320
部分 N-IFFT	330
加法器	400
側訊息解碼裝置	500
符號解對應器	510
FEC 解碼器	520
相位對應器	530
等化器	540
N-FFT	550

拾、申請專利範圍

1. 一種保護及傳送多載波通訊系統中降低峰均值功率比所需之側訊息的方法，包含以下程序：

執行欲傳送資料的多載波調變與 PAPR 降低程序；

編碼前述側訊息；

配置數個次載波以傳送該編碼側訊息；

執行前述編碼側訊息的多載波調變；以及

附加該側訊息調變信號於前述資料調變信號中，以產生一資料附加側訊息調變信號，其中前述 PAPR 降低程序係基於前述資料調變信號或該資料附加側訊息調變信號兩者之一的 PAPR 值推得前述側訊息。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中前述編碼前述側訊息的程序是利用前向錯誤更正編碼程序。
3. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低程序係基於前述資料調變信號或前述資料附加側訊息調變信號兩者之一的 PAPR 值決定一 PAPR 降低參數。
4. 如申請專利範圍第 3 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低參數為前述側訊息。
5. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低程序係一 PTS 方法。
6. 如申請專利範圍第 3 或 4 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低程序基於前述資料調變信號的 PAPR 值，在決定該 PAPR 降低參數之後，才執行前述編碼該側訊息程序以及前述編碼側訊息的調變程序。
7. 如申請專利範圍第 3 或 4 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低程序

基於前述前述資料附加側訊息調變信號的 PAPR 值，在決定該 PAPR 降低參數期間執行前述編碼該側訊息程序以及前述編碼側訊息的調變程序。

8. 一種保護及傳送多載波通訊系統中降低峰均值功率比所需之側訊息的方法，包含以下程序：

執行欲傳送資料的多載波調變與 PAPR 降低程序；

編碼前述側訊息產生兩組字碼；

配置兩組數個次載波以分別傳送該兩組字碼；

結合前述兩組字碼的其中一組字碼於前述資料調變信號中；

調變前述兩組字碼的另一組字碼產生一部分側訊息調變信號；以及

附加該部分側訊息調變信號於前述資料調變信號中，以產生一資料附加側訊息調變信號，其中前述 PAPR 降低程序係基於前述資料調變信號或該資料附加側訊息調變信號兩者之一的 PAPR 值推得前述側訊息。

9. 如申請專利範圍第 8 項所述之方法，其中前述編碼前述側訊息的程序是利用前向錯誤更正編碼程序以及校對位元產生程序產生兩組字碼。
10. 如申請專利範圍第 8 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低程序係基於前述資料調變信號或前述資料附加側訊息調變信號兩者之一的 PAPR 值決定一 PAPR 降低參數。
11. 如申請專利範圍第 11 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低參數為前述側訊息。
12. 如申請專利範圍第 8 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低程序係一 PTS 方法。
13. 如申請專利範圍第 10 或 11 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低程序基於前述資料調變信號的 PAPR 值，在決定該 PAPR 降低參數之

後，才執行前述編碼該側訊息程序以及前述編碼側訊息的調變程序。

14.如申請專利範圍第 10 或 11 項所述之方法，其中前述 PAPR 降低程序基於前述資料附加側訊息調變信號的 PAPR 值，在決定該 PAPR 降低參數期間執行前述編碼該側訊息程序以及前述編碼側訊息的調變程序。

15.一種保護及傳送多載波通訊系統中降低峰均值功率比所需之側訊息的系統，包含：

一多載波調變器，將一資料調變處理載於多載波上，產生一資料調變信號，其中該多載波調變器包含 PAPR 降低裝置以降低該資料調變信號之 PAPR 值，且保留數個次載波以傳送該側訊息；

一側訊息編碼與調變裝置，將該側訊息編碼與調變處理載於前述次載波上，產生一側訊息調變信號；

一合成器，合成該資料調變信號與側訊息調變信號，產生一資料附加側訊息調變信號；以及

一 PAPR 降低參數決定裝置，基於前述資料調變信號的 PAPR 值推得前述側訊息。

16.如申請專利範圍第 15 項所述之系統，其中前述 PAPR 降低參數決定裝置產生一 PAPR 降低參數，該 PAPR 降低參數為前述側訊息。

17.如申請專利範圍第 16 項所述之系統，其中前述多載波調變器依前述 PAPR 降低參數產生該資料調變信號，並回授至前述 PAPR 降低參數決定裝置。

18.如申請專利範圍第 15 項所述之系統，其中前述 PAPR 降低參數決定裝置根據一 PAPR 降低程序決定該 PAPR 降低參數之後，前述側訊息編碼與調變裝置才將該 PAPR 降低參數當作側訊息，以執行編碼與調變處理載於前述次載波上。

19.如申請專利範圍第 15 項所述之系統，其中前述 PAPR 降低參數決

定裝置在相位最佳化之後決定該 PAPR 降低參數，並將該 PAPR 降低參數輸出至前述側訊息編碼與調變裝置。

20. 如申請專利範圍第 19 項所述之系統，其中前述 PAPR 降低參數決定裝置包含一相位對應器，該相位對應器將該 PAPR 降低參數提供給前述多載波調變器。

21. 如申請專利範圍第 20 項所述之系統，其中前述相位對應器包含一 FEC 編碼器以及一 M-ary PSK 對應器來實施，該 M-ary PSK 對應器緊接於該 FEC 編碼器，該 FEC 編碼器處理 PAPR 降低參數的 FEC 編碼。

22. 如申請專利範圍第 21 項所述之系統，其中前述側訊息編碼與調變裝置包含：一校對位元產生器，用以處理前述 FEC 編碼器輸出的字碼之校對編碼；以及一符號對應器(symbol mapper)，將該校對位元產生器所編碼的字碼對應至一符號，並且依保留次載波的頻率執行 N -IFFT 或部分 N -IFFT 調變處理，以產生該側訊息調變信號。

23. 如申請專利範圍第 15 項所述之系統，其中前述側訊息編碼與調變裝置包含：一 FEC 編碼器，用以處理 PAPR 降低參數的 FEC 編碼；以及一符號對應器(symbol mapper)，將該 PAPR 降低參數之編碼的字碼對應至一符號，並且依保留次載波的頻率執行 N -IFFT 或部分 N -IFFT 調變處理，以產生該側訊息調變信號。

24. 一種保護及傳送多載波通訊系統中降低峰均值功率比所需之側訊息的系統，包含：

一多載波調變器，將一資料調變處理載於多載波上，產生一資料調變信號，其中，該多載波調變器包含 PAPR 降低裝置以降低該資料調變信號之 PAPR 值，且保留數個次載波以傳送該側訊息；

一側訊息編碼與調變裝置，將該側訊息編碼與調變處理載於前述次載波上，產生一側訊息調變信號；

一合成器，合成該資料調變信號與側訊息調變信號，產生一資料附加側訊息調變信號；以及

一 PAPR 降低參數決定裝置，基於該資料附加側訊息調變信號的 PAPR 值推得前述側訊息。

25.如申請專利範圍第 24 項所述之系統，其中前述 PAPR 降低參數決定裝置產生一 PAPR 降低參數，該 PAPR 降低參數為前述側訊息。

26.如申請專利範圍第 25 項所述之系統，其中前述多載波調變器依前述 PAPR 降低參數產生該資料調變信號。

27.如申請專利範圍第 24 項所述之系統，其中前述 PAPR 降低參數決定裝置根據一 PAPR 降低程序決定該 PAPR 降低參數期間，前述側訊息編碼與調變裝置將該 PAPR 降低參數當作側訊息，以執行編碼與調變處理載於前述次載波上。

28.如申請專利範圍第 24 項所述之系統，其中前述 PAPR 降低參數決定裝置在相位最佳化之後決定該 PAPR 降低參數，並將該 PAPR 降低參數輸出至前述側訊息編碼與調變裝置。

29.如申請專利範圍第 28 項所述之系統，其中前述 PAPR 降低參數決定裝置包含一相位對應器，該相位對應器將該 PAPR 降低參數提供給前述多載波調變器。

30.如申請專利範圍第 29 項所述之系統，其中前述相位對應器包含一 FEC 編碼器以及一 M-ary PSK 對應器來實施，該 M-ary PSK 對應器緊接於該 FEC 編碼器，該 FEC 編碼器處理 PAPR 降低參數的 FEC 編碼。

31.如申請專利範圍第 30 項所述之系統，其中前述側訊息編碼與調變裝置包含：一校對位元產生器，用以處理前述 FEC 編碼器輸出的字碼之校對編碼；以及一符號對應器(symbol mapper)，將該校對位元產生器所編碼的字碼對應至一符號，並且依保留次載波的頻率執行 N -IFFT 或部分 N -IFFT 調變處理，以產生該側訊息調變信號。

32.如申請專利範圍第 24 項所述之系統，其中前述側訊息編碼與調變裝置包含：一 FEC 編碼器，用以處理 PAPR 降低參數的 FEC 編碼；以及一符號對應器(symbol mapper)，將該 PAPR 降低參數之編碼的字碼對應至一符號，並且依保留次載波的頻率執行 N -IFFT 或部分 N -IFFT 調變處理，以產生該側訊息調變信號。

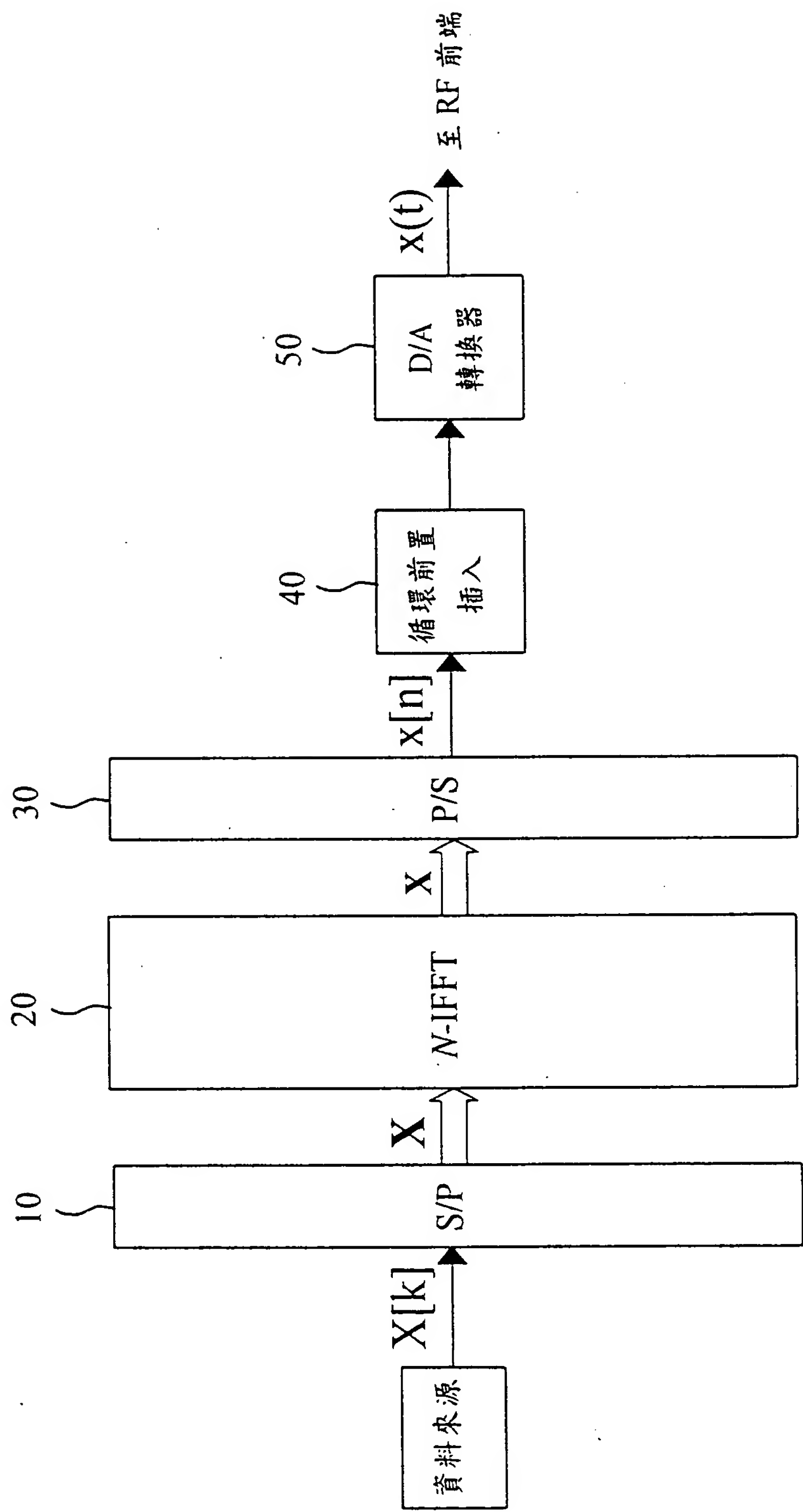
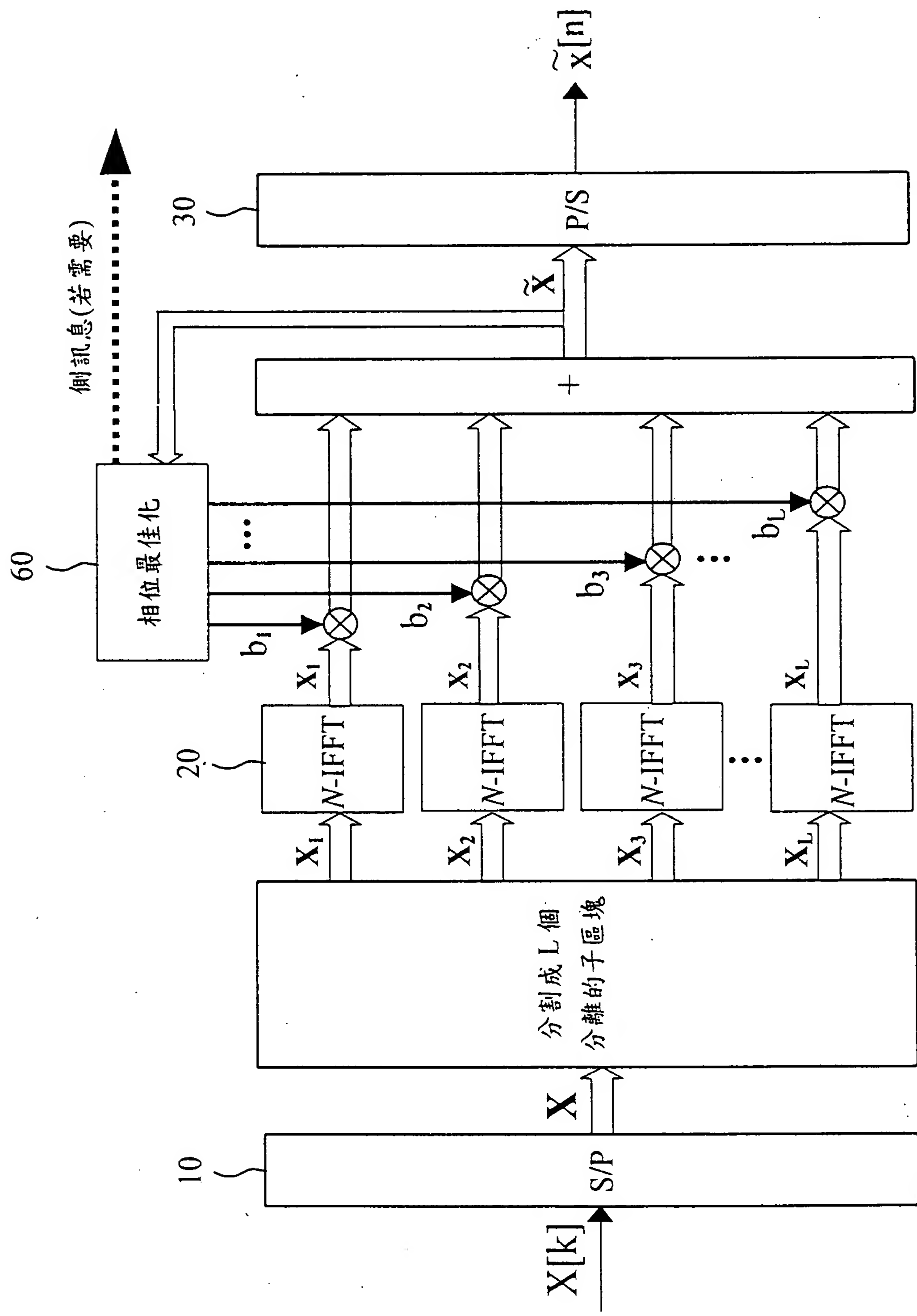
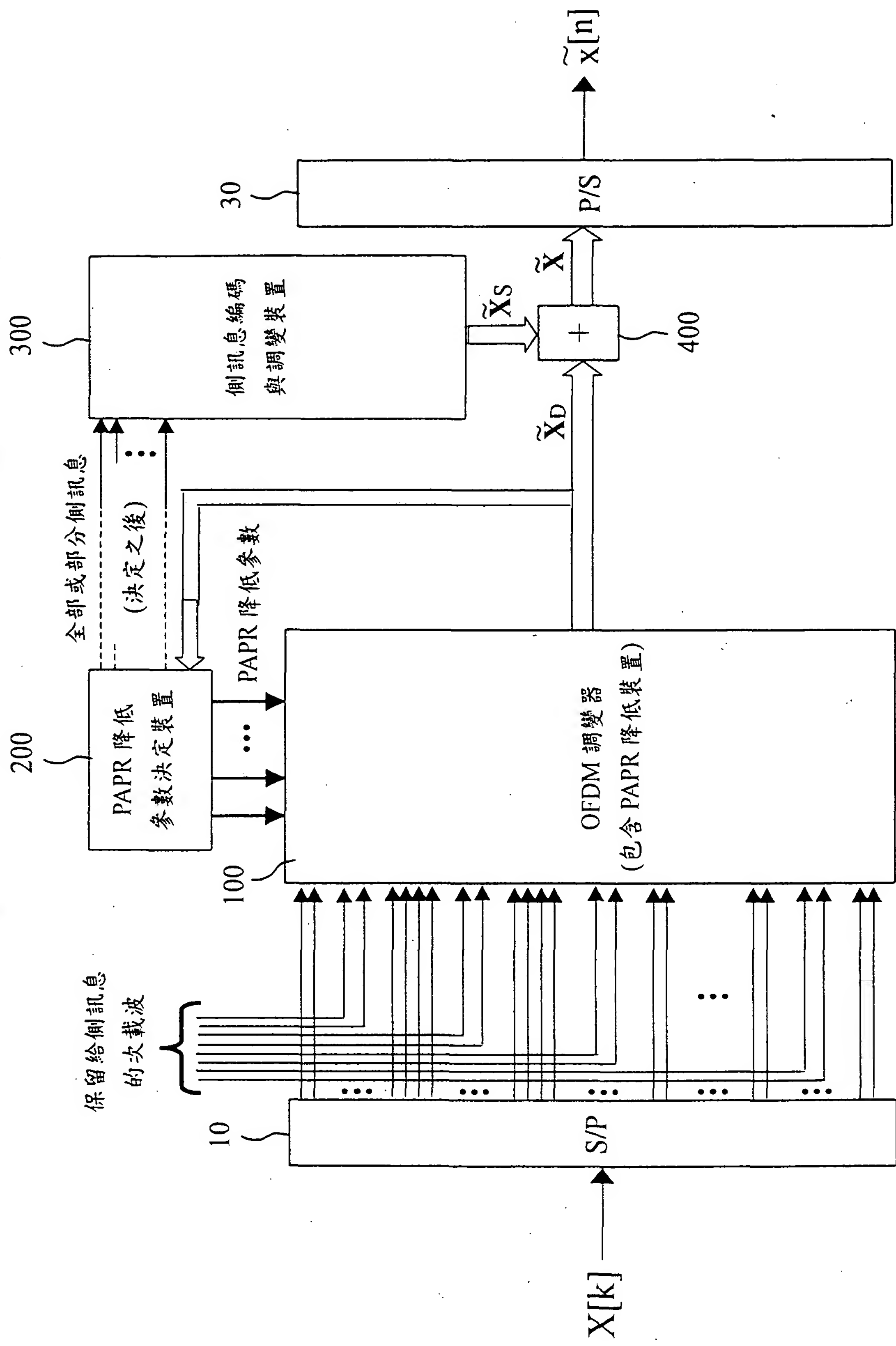


圖 1



圖二



圖三

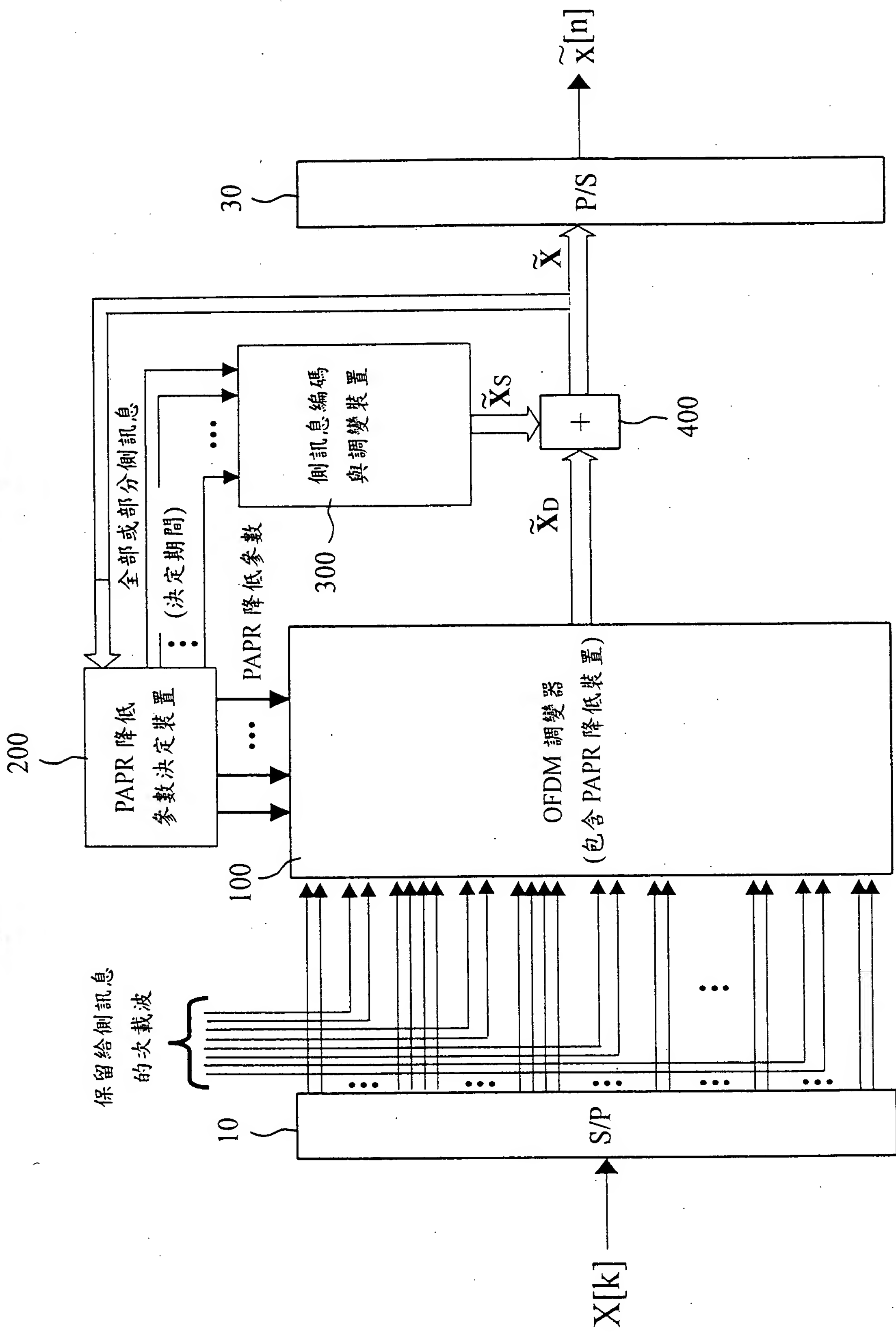
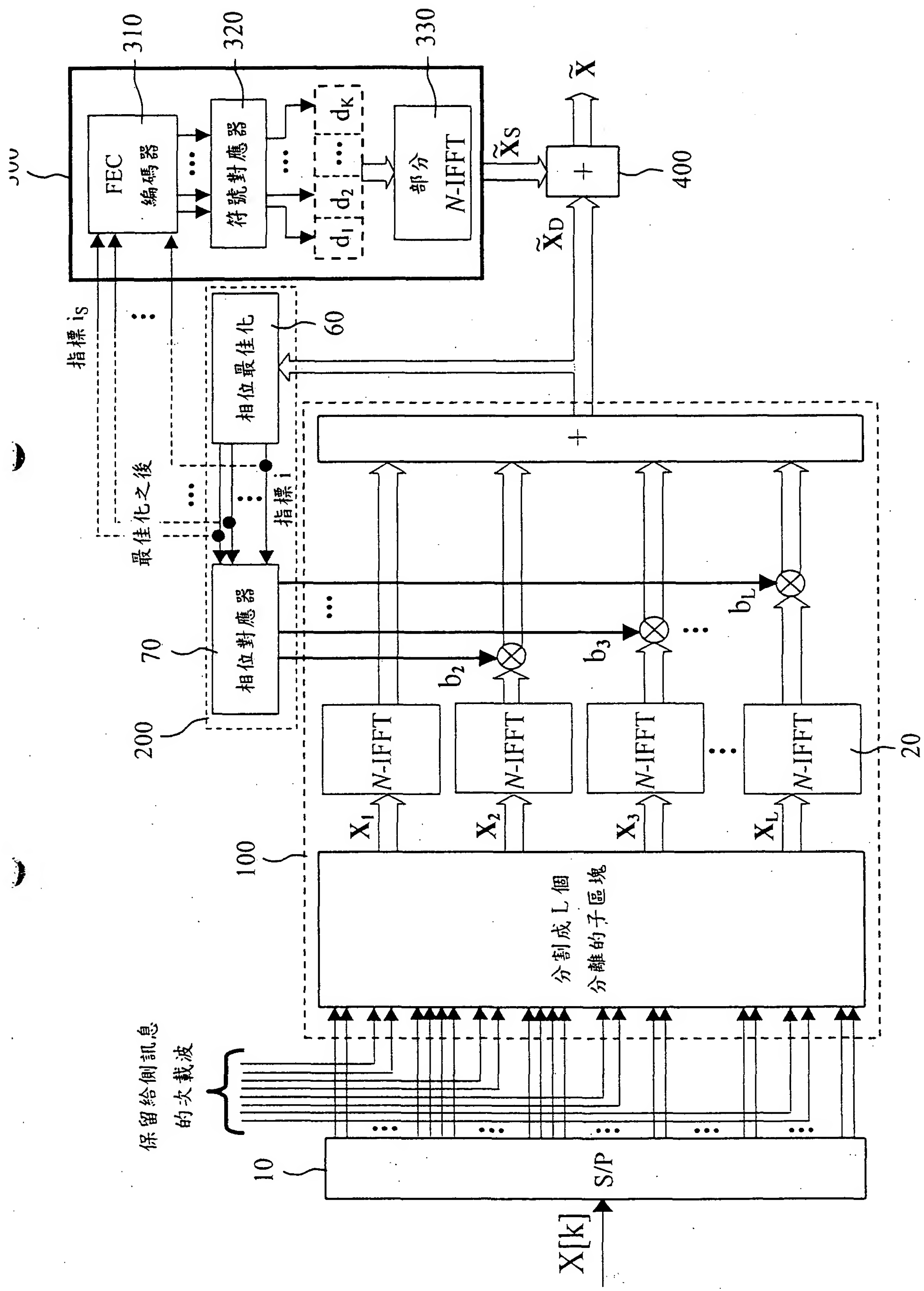
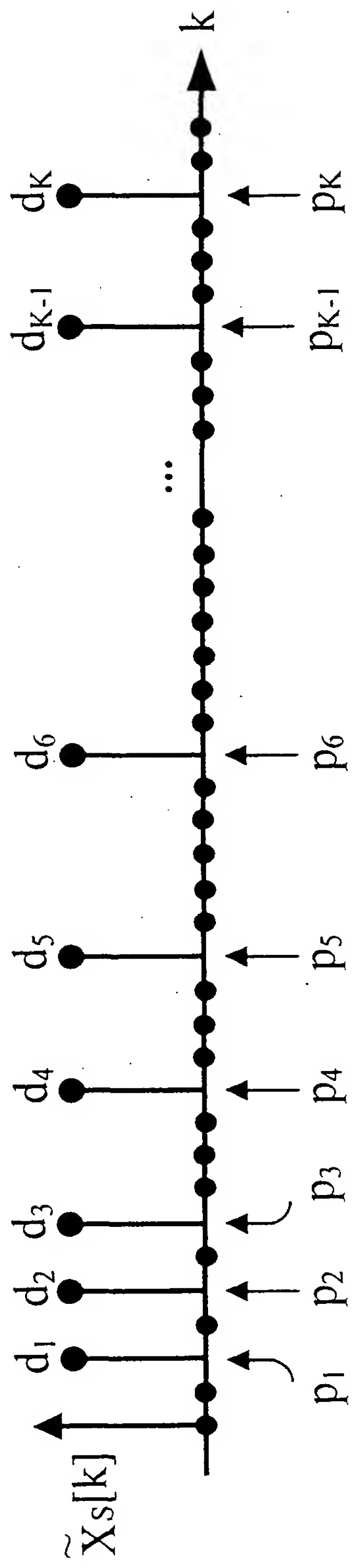
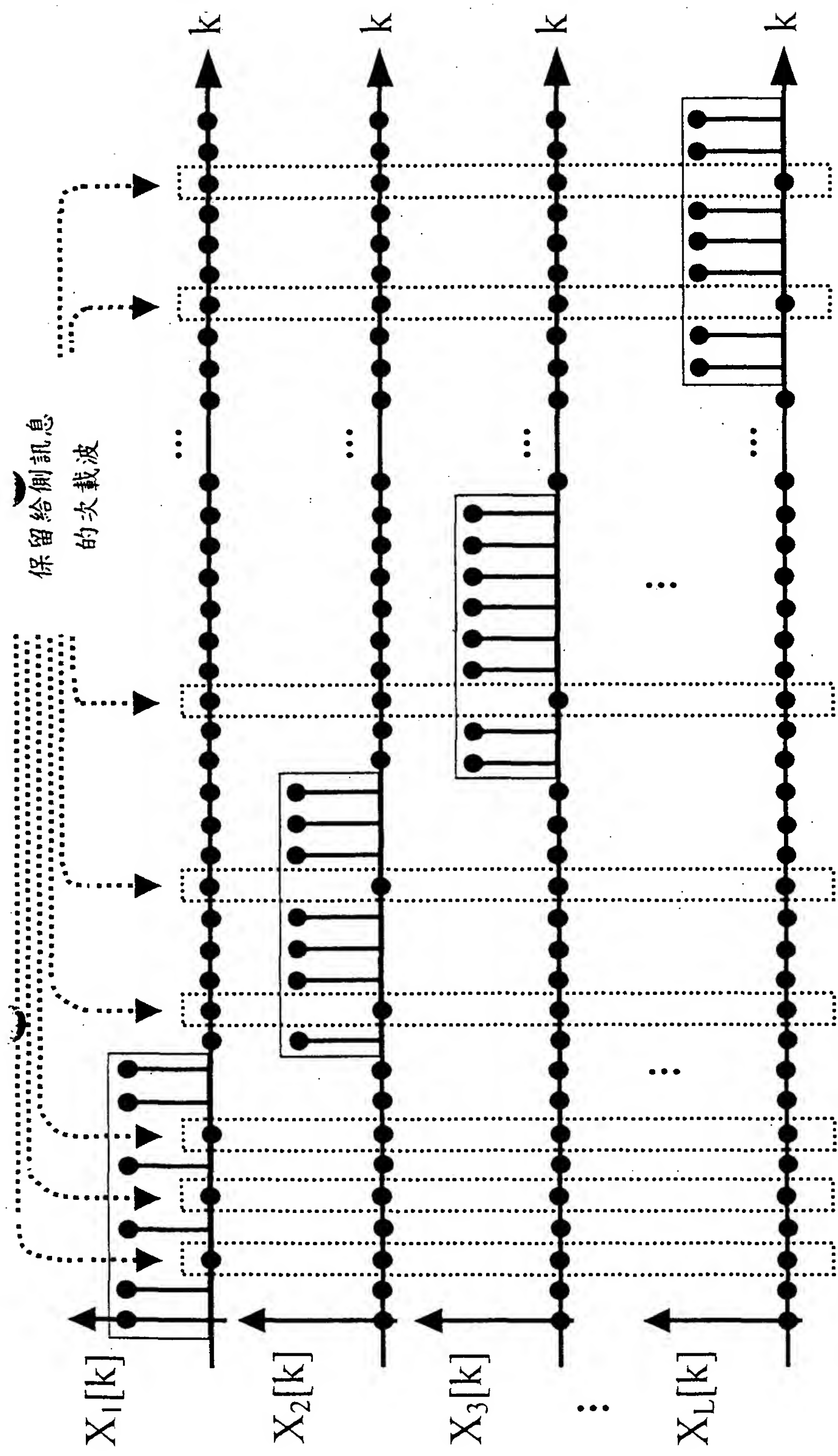


圖 四



圖五



圖六

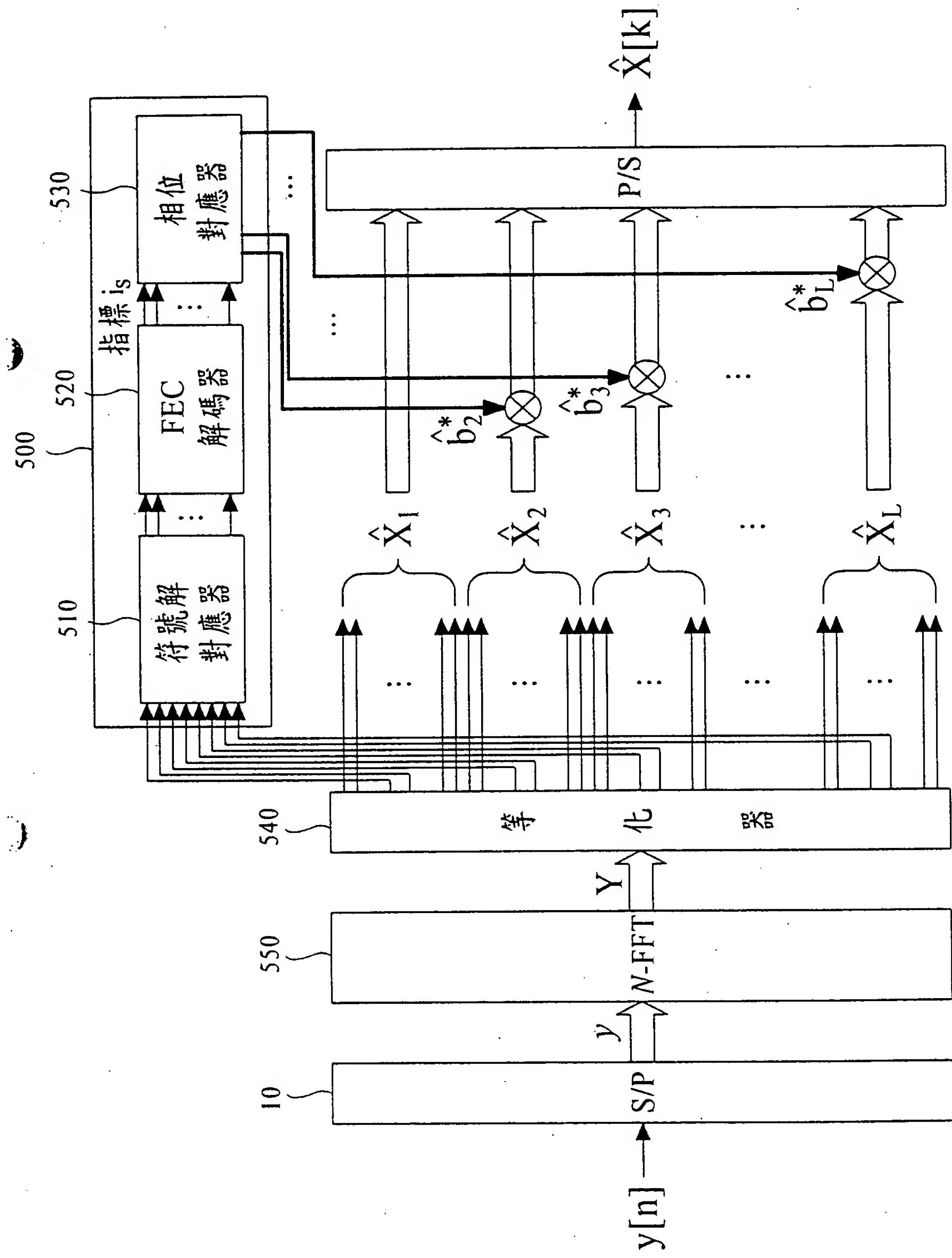


圖 七

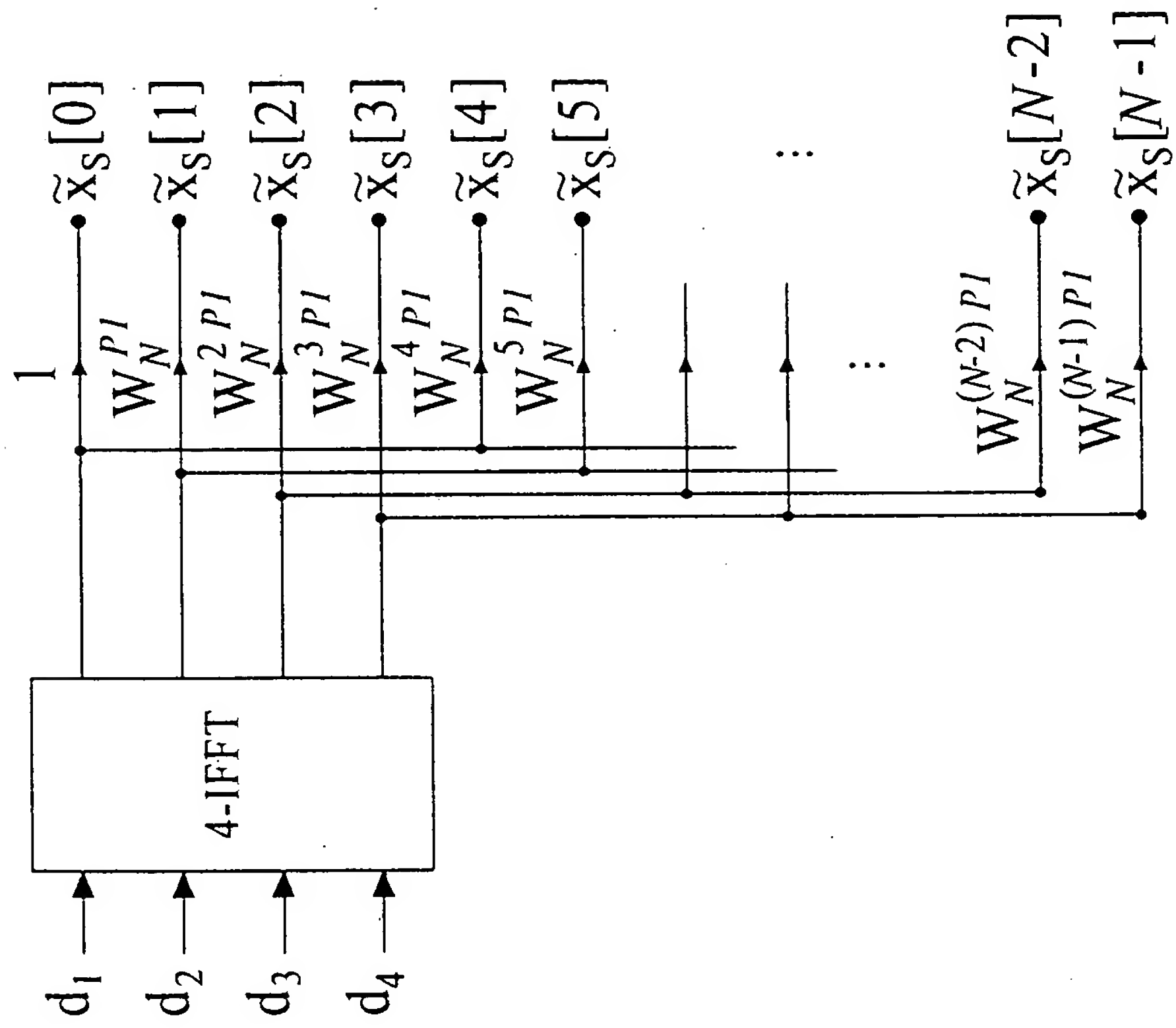


圖 8(a)

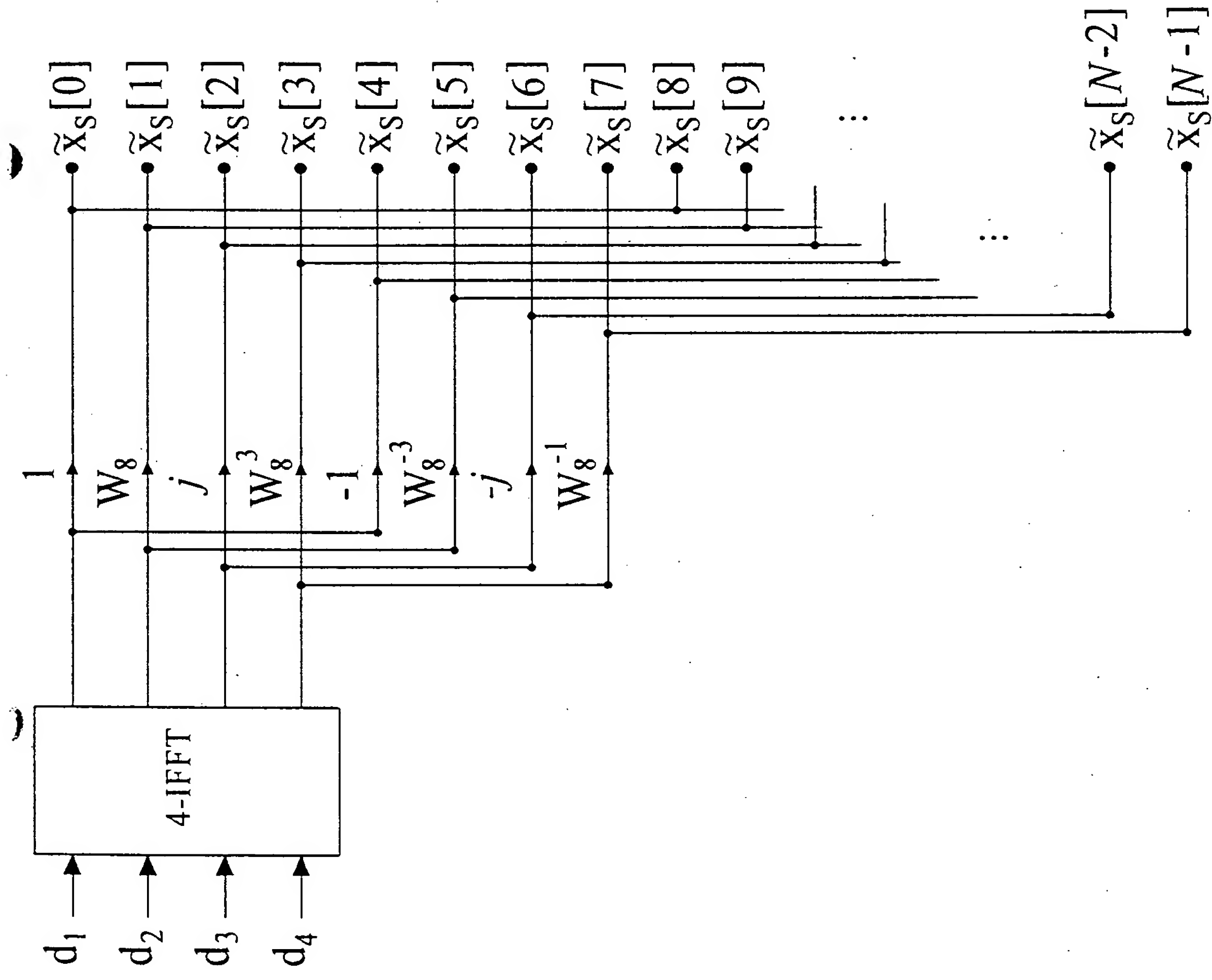
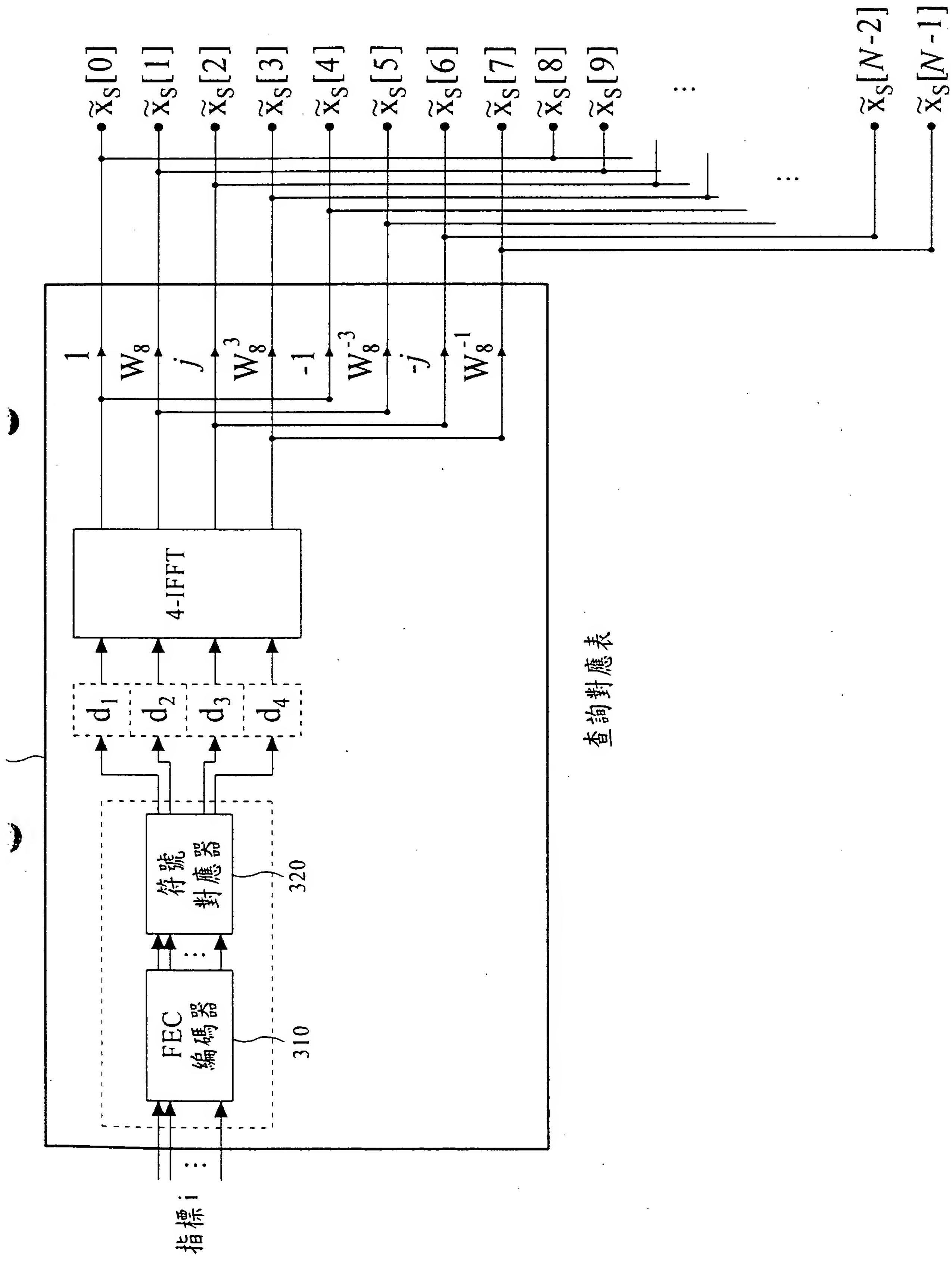


圖 8(b)



查詢對應表

圖八(c)

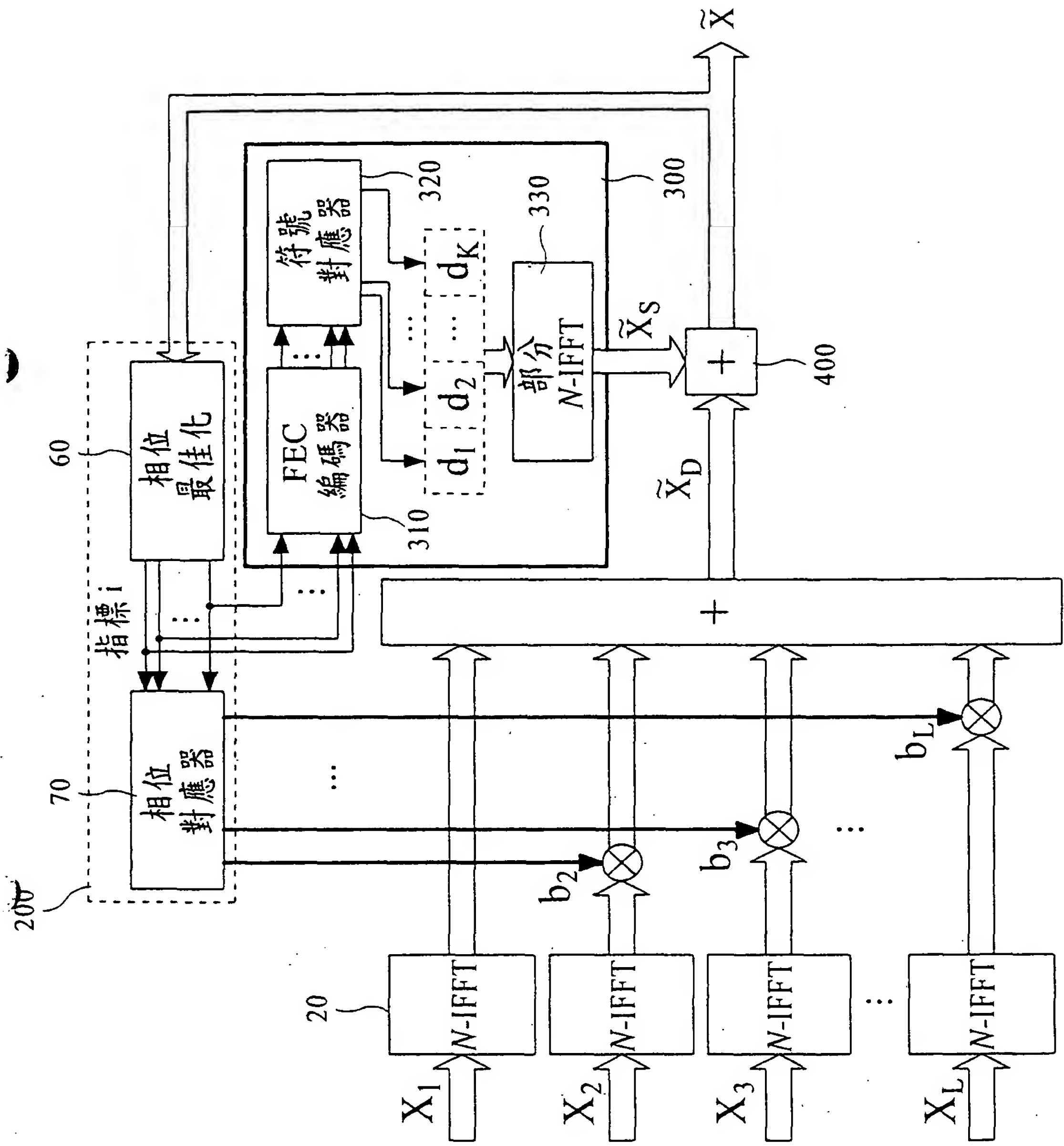


圖 九

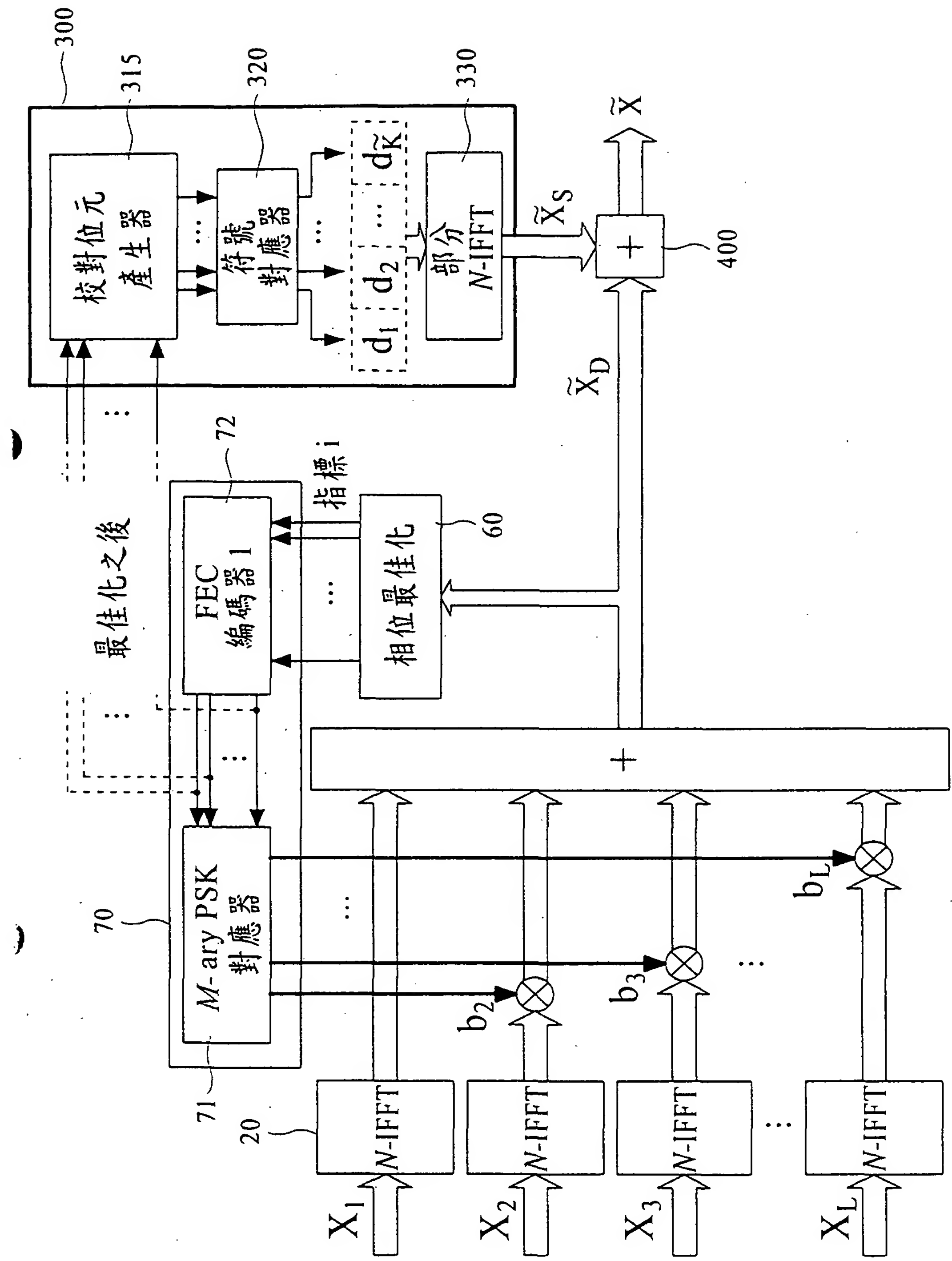
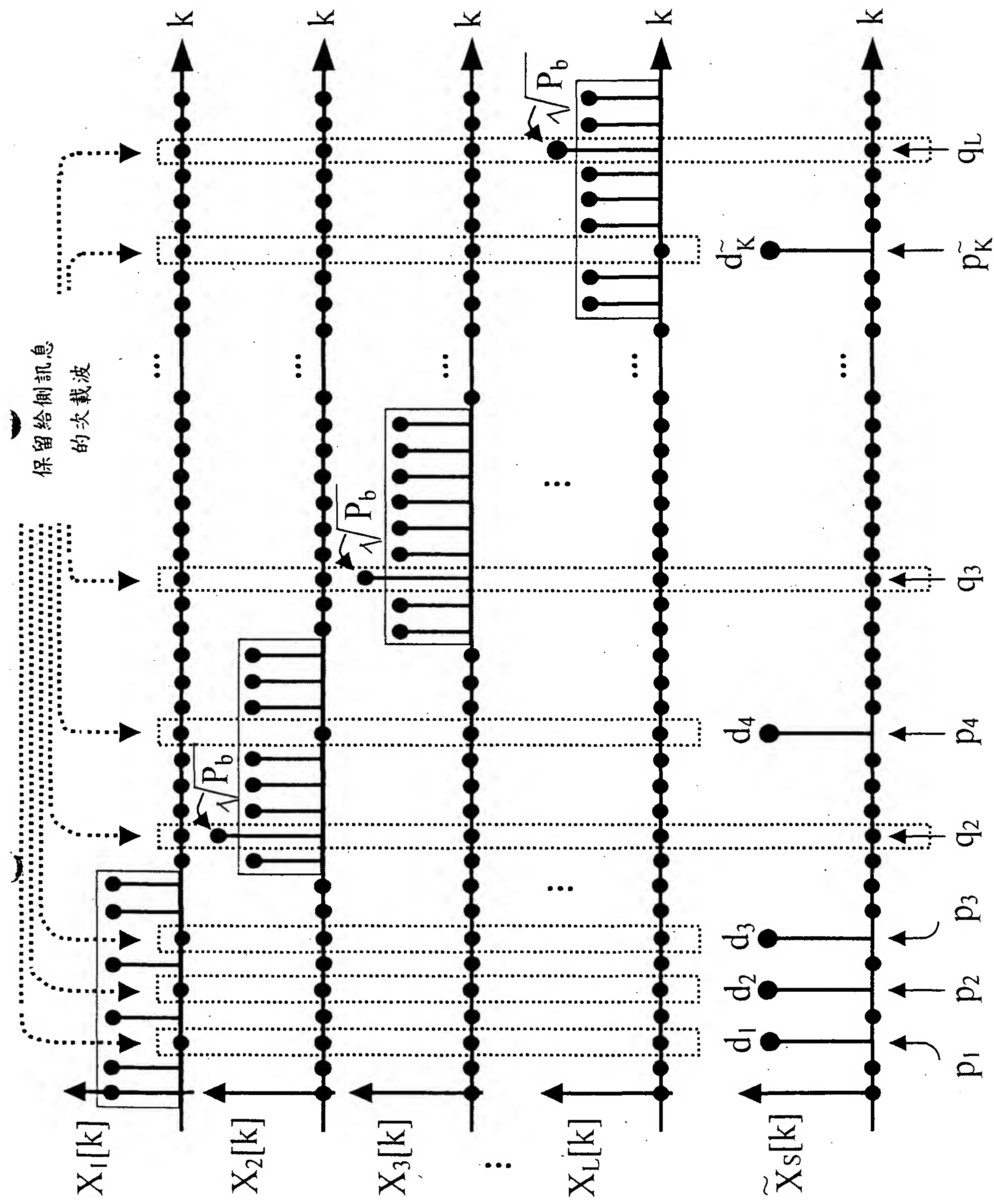
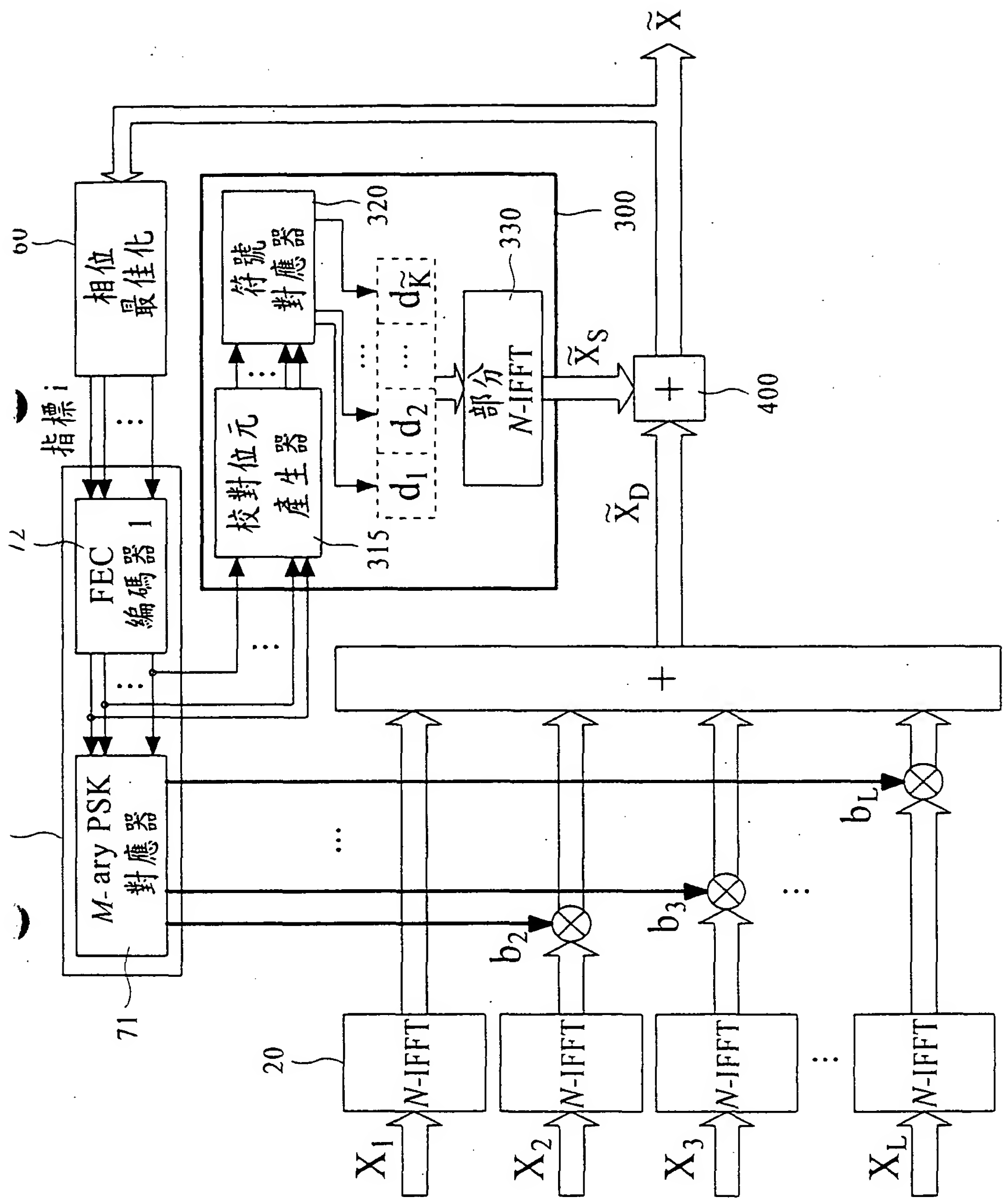


圖 十



十



圖十二

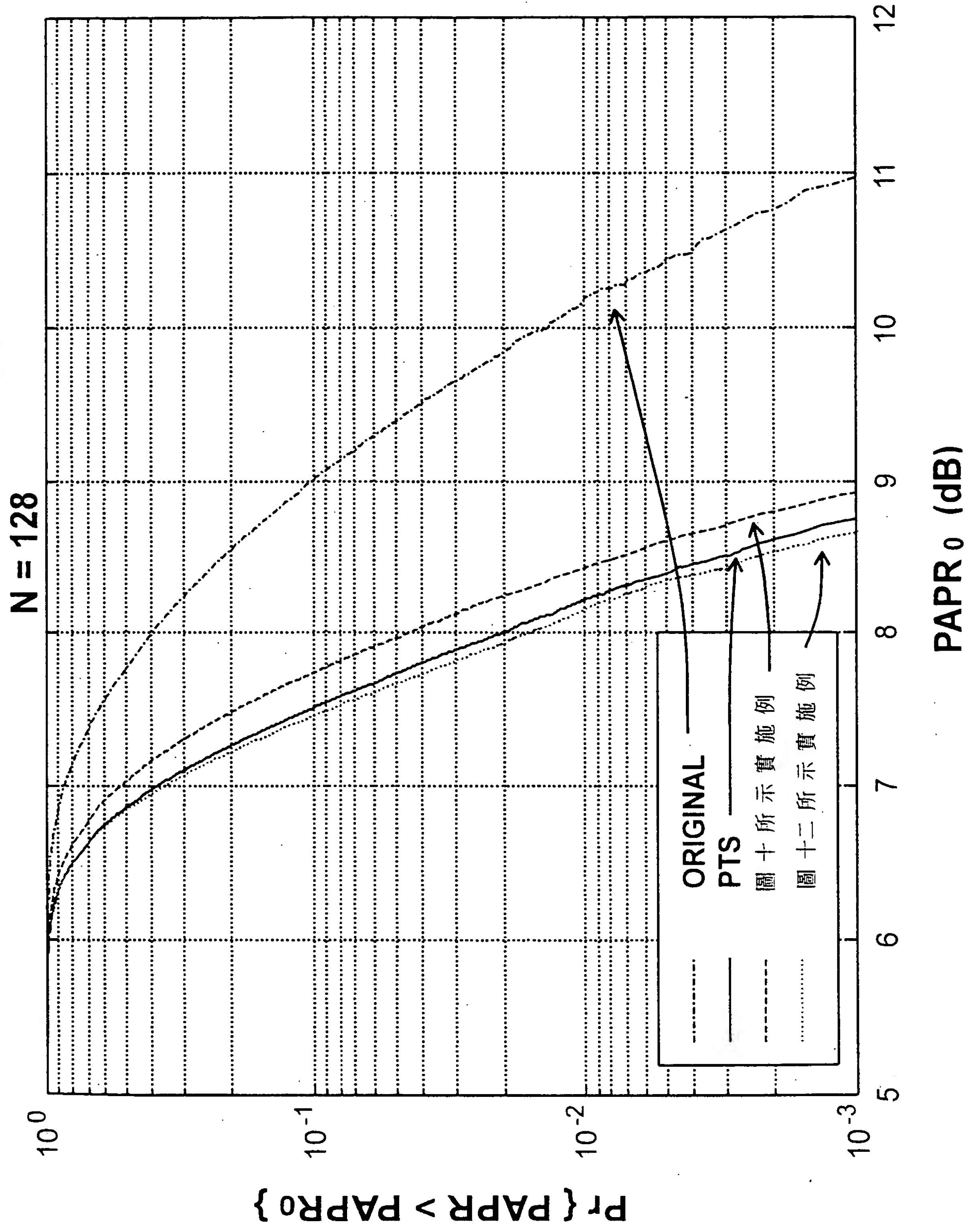


圖 十三(a)

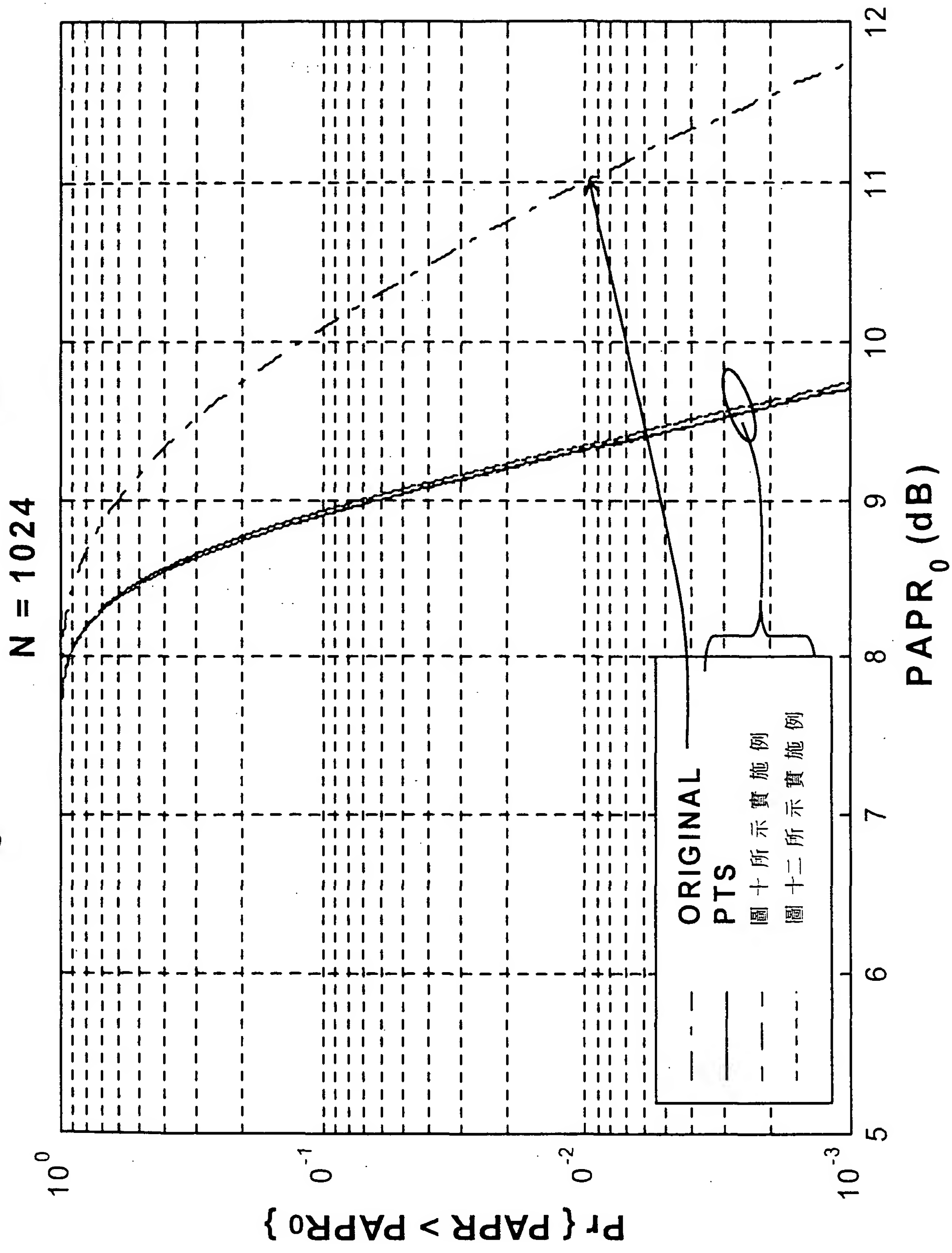


圖 十三(b)

頻率平坦通道 (1024 次載波)

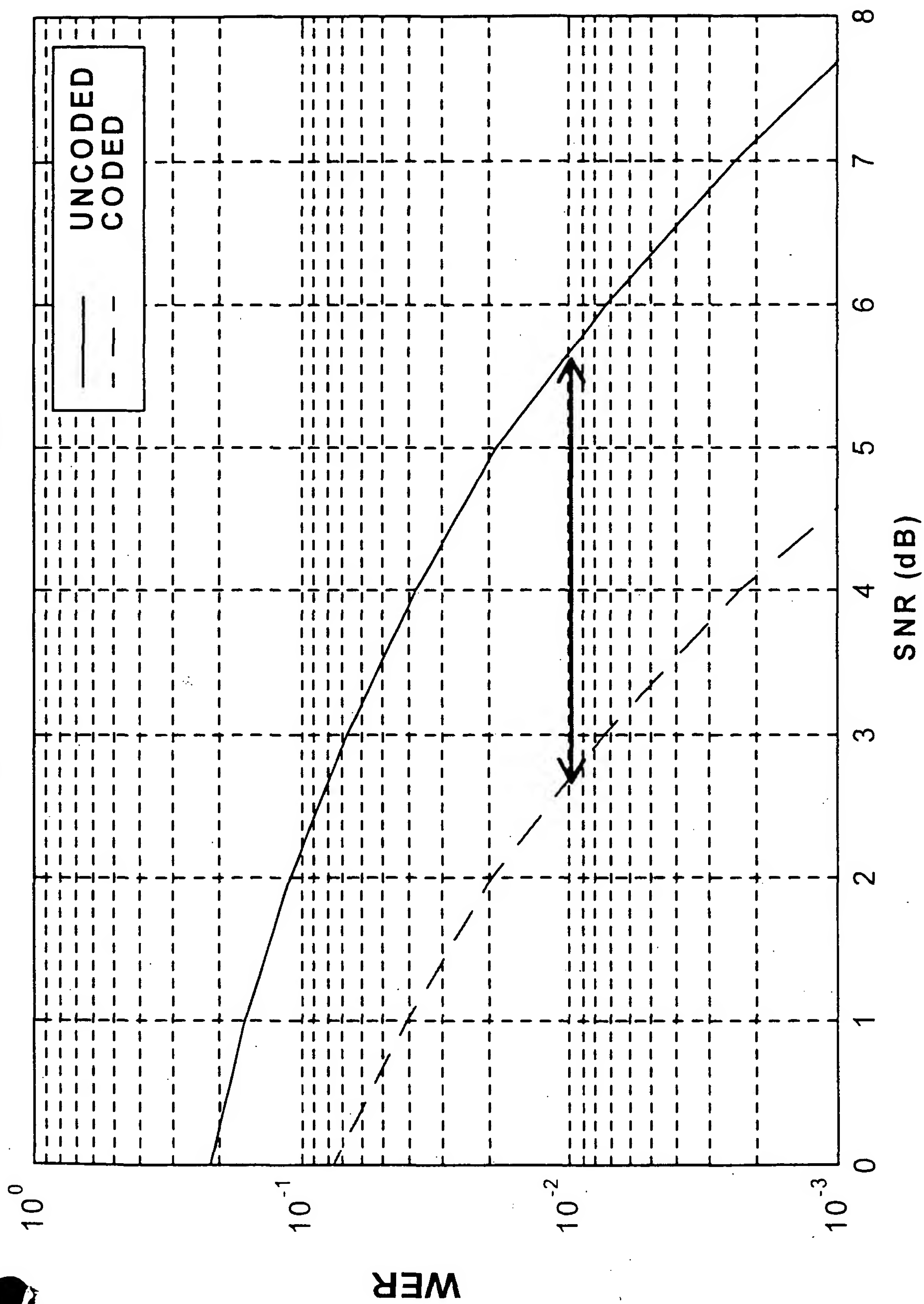


圖 十四(a)